



TUGAS AKHIR - TE 141599

**IMPLEMENTASI DAN ANALISIS TEKNIK REDUKSI PAPR
OFDM MENGGUNAKAN METODE PTS PADA WARP**

Rizkha Ajeng Rochmatika
NRP. 2212100007

Dosen Pembimbing
Dr. Ir. Titiek Suryani, M.T.
Dr. Ir. Suwadi, M.T.

JURUSAN TEKNIK ELEKTRO
Fakultas Teknologi Industri
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2016



FINAL PROJECT - TE 141599

***IMPLEMENTATION AND ANALYSIS OF OFDM PAPR
REDUCTION TECHNIQUE USING PTS METHOD ON
WARP***

Rizkha Ajeng Rochmatika
NRP. 2212100007

Supervisors
Dr. Ir. Titiek Suryani, M.T.
Dr. Ir. Suwadi, M.T.

DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING
Faculty of Industrial Technology
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2016

**IMPLEMENTASI DAN ANALISIS TEKNIK REDUKSI
PAPR OFDM MENGGUNAKAN METODE PTS
PADA WARP**

TUGAS AKHIR

**Diajukan Guna Memenuhi Sebagian Persyaratan
Untuk Memperoleh Gelar Sarjana Teknik
pada
Bidang Studi Telekomunikasi Multimedia
Jurusan Teknik Elektro
Institut Teknologi Sepuluh Nopember**

Menyetujui :

Dosen Pembimbing I



Dr. Ir. Titiek Suryani, M.T.
NIP. 19641130 1989032 001

Dosen Pembimbing II



Dr. Ir. Suwadi, M.T.
NIP. 19680818 1993031 002



IMPLEMENTASI DAN ANALISIS TEKNIK REDUKSI PAPR OFDM MENGGUNAKAN METODE PTS PADA WARP

Nama : Rizkha Ajeng Rochmatika
Dosen Pembimbing : 1. Dr. Ir. Titiek Suryani, M.T.
2. Dr. Ir. Suwadi, M.T.

ABSTRAK

Sistem *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) cocok digunakan sebagai solusi yang dapat memenuhi layanan komunikasi data kecepatan tinggi karena memiliki efisiensi bandwidth dengan performansi terbaik. Namun dalam implementasinya, sistem OFDM memiliki kelemahan yang disebabkan oleh tingginya nilai *Peak to Average Power Ratio* (PAPR) sehingga sinyal OFDM rentan terkena distorsi nonlinear yang disebabkan oleh adanya komponen *RF power amplifier* yang menyebabkan kompleksitas komponen *Analog to Digital Converter* (ADC) yang terdapat pada *Wireless Open-Access Research Platform* (WARP) meningkat. Nilai PAPR tinggi pada OFDM membutuhkan *power amplifier dengan dynamic range* yang lebar untuk mengakomodasi sinyal, apabila hal tersebut tidak terpenuhi maka menyebabkan rentan terhadap distorsi nonlinier dan pada akhirnya menurunkan performansi OFDM. Oleh karena itu, untuk mengatasinya dibutuhkan suatu metode yang dapat mereduksi nilai PAPR salah satunya menggunakan metode *Partial Transmit Sequence* (PTS). Guna melihat unjuk kerja teknik PTS, maka pada penelitian ini dibandingkan dua skema antara sistem OFDM tanpa dan dengan teknik PTS menggunakan analisa pada nilai *bit error rate* (BER) dan CCDF (*Complementary Cumulative Distribution Function*).

Dari hasil pengukuran menunjukkan bahwa implementasi teknik PTS mampu meningkatkan kinerja sistem OFDM pada saat terkena distorsi nonlinear. Hal itu terlihat pada saat hasil pengukuran modulasi 16-QAM untuk gain 56 dB didapatkan peningkatan BER sebesar 95.98%. Sedangkan untuk grafik CCDF terjadi penurunan nilai PAPR sebesar 34.17% untuk $M=4$.

Kata Kunci : OFDM, PTS, Distorsi Nonlinear, *RF power amplifier*, WARP.

[Halaman Ini Sengaja Dikosongkan]

***Implementation and Analysis PAPR Reduction Technique of OFDM
Using PTS Method on WARP***

Name : Rizkha Ajeng Rochmatika
Supervisors : 1. Dr. Ir. Titiek Suryani, M.T.
: 2. Dr. Ir. Suwadi, M.T.

ABSTRACT

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) system is used as solution for high-rate data transmission because it has high bandwidth efficiency to show good performance for broadband communication. By its implementation, OFDM also has disadvantage. It's caused by RF power amplifier component so it may increase complexity of ADC component on Wireless Open-Access Research Platform (WARP) board and makes nonlinear distortion effect. High PAPR is the main problem for OFDM system because it needs wide dynamic range of RF power amplifier to accommodate signal. As the result it may decrease OFDM performance. Therefore, to overcome this impact several techniques for reducing the PAPR have been proposed. One of them is PTS (Partial Transmit Sequence). Author has been proposed OFDM-PTS and original OFDM scheme then both of them will be compared by bit error rate (BER) and Complementary Cumulative Distribution Function (CCDF) value.

The result of the implementation and measurement has shown that OFDM-PTS scheme has better performance. It can show in gain 56 dB, BER value for OFDM-PTS scheme is decrease 95.58%. Based on CCDF graphic, the PAPR reduction of OFDM-PTS when $M=4$ is decrease 34.17%.

Keywords : OFDM, PTS, Nonlinear Distorsion, RF power amplifier, WARP

[Halaman Ini Sengaja Dikosongkan]

DAFTAR ISI

ABSTRAK	i
<i>ABSTRACT</i>	iii
KATA PENGANTAR	v
DAFTAR ISI	vii
DAFTAR GAMBAR	ix
DAFTAR TABEL	xi
BAB 1 PENDAHULUAN	1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Perumusan Masalah	2
1.3 Batasan Masalah	2
1.4 Tujuan Penelitian	3
1.5 Metodologi Penelitian	3
1.6 Sistematika Penulisan	4
1.7 Manfaat Tugas Akhir	5
BAB 2 TINJAUAN PUSTAKA	7
2.1 Teknik <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> (OFDM)	7
2.1.1 Kelebihan dan Kekurangan OFDM	10
2.1.2 Struktur Pilot	10
2.2 <i>Peak Average Power Ratio</i> (PAPR)	12
2.2.1 Pengaruh Faktor PAPR	14
2.3 <i>Partial Transmit Sequence</i> (PTS)	15
2.4 <i>Amplifier Distortion</i>	17
2.4.1 <i>Amplitude Distortion</i>	18
2.4.2 <i>Phase Distortion</i>	19
2.4.3 Efek Distorsi Amplifier	20
2.5 Modulasi <i>Quadrature Amplitudo Modulation</i> (QAM)	20
2.6 <i>Wireless Open-Access Research Platform</i> (WARP)	23
2.6.1 WARP Board	24
2.6.2 WARP Lab	26
2.6.3 Kompleksitas ADC pada WARP	28
BAB 3 PERANCANGAN DAN IMPLEMENTASI	31
3.1 Alur Perancangan dan Implementasi Sistem	31
3.2 Parameter Implementasi Sistem OFDM	31
3.3 Implementasi Sistem OFDM Menggunakan PTS	33

3.3.1 Bagian <i>Transmitter</i>	33
3.3.2 Bagian <i>Receiver</i>	39
3.4 Koreksi CFO, Phase Error, dan SFO	43
3.5 Skenario Pengukuran	44
3.5.1 Model Saleh	45
3.5.2 Setting Parameter pada WARP	47
3.5.3 Kondisi Pengukuran	48
3.6 Integrasi Laptot / PC ke Perangkat WARP	48
BAB 4 ANALISIS HASIL IMPLEMENTASI TEKNIK REDUKSI	
PAPR PADA WARP	51
4.1 Analisis Tanpa Pengaruh Distorsi Nonlinear	51
4.1.1 Hasil Simulasi Grafik CCDF	51
4.1.2 Hasil dan Analisis Nilai <i>Bit Error Rate</i> (BER)	55
4.1.3 Hasil Simulasi Spektrum OFDM Tanpa Distorsi	57
4.2 Analisis Pengaruh Distorsi Nonlinear	58
4.2.1 Hasil Nilai <i>Bit Error Rate</i> (BER) dari Simulasi	58
4.2.2 Analisis <i>Scatter Plot</i> OFDM	62
4.2.3 Analisis Spektrum OFDM Dengan Distorsi	64
4.3 Hasil dan Analisis Implementasi WARP	66
4.3.1 Analisis Pengukuran <i>Bit Error Rate</i> (BER)	66
4.3.2 <i>Scatter Plot</i> OFDM	72
4.3.3 Hasil Spektrum OFDM Implementasi WARP	77
BAB 5 PENUTUP	81
5.1 Kesimpulan	81
5.2 Saran	82
DAFTAR PUSTAKA	83
LAMPIRAN A : PENGESAHAN TUGAS AKHIR	85
LAMPIRAN B : DOKUMENTASI PENGUKURAN	87
LAMPIRAN C : Hasil Data Gain Rendah	89
LAMPIRAN D : LISTING PROGRAM	91
BIOGRAFI PENULIS	113

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1	Spektrum frekuensi pada OFDM	7
Gambar 2.2	Blok Diagram OFDM dengan Teknik PTS.....	8
Gambar 2.3	Susunan pilot tipe block	11
Gambar 2.4	Susunan pilot tipe comb	11
Gambar 2.5	Susunan pilot tipe lattice.....	12
Gambar 2.6	<i>Scatter plot</i> 256-QAM (a) Reguler (b) Modified	14
Gambar 2.7	Blok Diagram Partial Transmit Sequence	15
Gambar 2.8	Kurva ideal amplifier	17
Gambar 2.9	Kurva real amplifier	17
Gambar 2.10	Kurva distorsi amplitudo (AM/AM)	19
Gambar 2.11	Kurva distorsi fase (AM/PM)	20
Gambar 2.12	Modulator QAM	21
Gambar 2.13	<i>Scatter plot</i> Sinyal 16-QAM	22
Gambar 2.14	Modul WARP Versi 2.2	24
Gambar 2.15	Diagram Blok Node WARP	25
Gambar 2.16	Arsitektur WARPLab	27
Gambar 2.17	WARPLab Flow	28
Gambar 3.1	Diagram Alur Perancangan dan Implementasi Sistem.....	32
Gambar 3.2	Blok Diagram OFDM bagian pemancar	33
Gambar 3.3	Stem Bit Informasi (a) 16-QAM (b) 64-QAM.....	34
Gambar 3.4	Konversi Serial to Parallel	36
Gambar 3.5	Susunan Preamble.....	37
Gambar 3.6	Proses Interpolasi.....	38
Gambar 3.7	Blok Diagram OFDM bagian penerima	39
Gambar 3.8	Proses Korelasi LTS	40
Gambar 3.9	Konversi Paralel ke Serial.....	42
Gambar 3.10	(a) (b) (c) (d) <i>Gambar Scatter plot</i> Rx	44
Gambar 3.11	Pemodelan gangguan nonlinear	45
Gambar 3.12	<i>Scatter Plot</i> Gangguan Nonlinear pada Matlab.....	46
Gambar 3.13	<i>Scatter Plot</i> Tanpa Gangguan Nonlinear pada Matlab....	46
Gambar 3.14	Diagram blok gangguan nonlinear	46
Gambar 3.15	Kurva Model Saleh	47
Gambar 3.16	Sketsa Pengukuran <i>Line Of Sight</i>	48
Gambar 3.17	Integrasi PC / Laptop pada WARP	48

Gambar 4.1 Grafik CCDF untuk 16-QAM Sub-block 2	52
Gambar 4.2 Grafik CCDF untuk 16-QAM Sub-block 4	52
Gambar 4.3 Grafik CCDF untuk 64-QAM Sub-block 2	53
Gambar 4.4 Grafik CCDF untuk 64-QAM Sub-block 4	54
Gambar 4.5 Kurva Simulasi BER vs SNR Tanpa Distorsi 16-QAM ...	56
Gambar 4.6 Kurva Simulasi BER vs SNR Tanpa Distorsi 64-QAM ...	56
Gambar 4.7 Spektrum OFDM Tanpa Distorsi.....	57
Gambar 4.8 Spektrum OFDM-PTS Tanpa Distorsi	58
Gambar 4.9 Kurva BER dan SNR 16-QAM dari Simulasi	60
Gambar 4.10 Kurva BER dan SNR 64-QAM dari Simulasi	61
Gambar 4.11 <i>Scatter plot</i> Distorsi Nonlinear 16-QAM dari Simulasi..	62
Gambar 4.12 <i>Scatter plot</i> Distorsi Nonlinear 64-QAM dari Simulasi..	63
Gambar 4.13 <i>Scatter plot</i> Tanpa Distorsi 16-QAM dari Simulasi.....	64
Gambar 4.14 <i>Scatter plot</i> Tanpa Distorsi 64-QAM dari Simulasi.....	64
Gambar 4.15 Spektrum OFDM dengan Distorsi dari Simulasi	65
Gambar 4.16 Spektrum OFDM PTS Dengan Distorsi dari Simulasi ...	66
Gambar 4.18 Kurva BER Modulasi 16-QAM Implementasi WARP...	69
Gambar 4.19 Kurva BER Modulasi 64-QAM Implementasi WARP...	71
Gambar 4.20 <i>Scatter plot</i> Simbol 16-QAM OFDM-PTS	73
Gambar 4.21 <i>Scatter plot</i> Simbol 16-QAM OFDM	74
Gambar 4.22 <i>Scatter plot</i> Simbol 64-QAM OFDM-PTS	75
Gambar 4.23 <i>Scatter plot</i> Simbol 64-QAM OFDM	76
Gambar 4.24 Spektrum OFDM Implementasi WARP	78
Gambar 4.25 Spektrum OFDM PTS Implementasi WARP	79

DAFTAR TABEL

Tabel 3.1	Parameter Implementasi Sistem OFDM.....	33
Tabel 3.2	Nilai Simbol Mapping 16-QAM.....	34
Tabel 3.2	Nilai Simbol Mapping 64-QAM.....	35
Tabel 3.3	Setting Parameter pada WARP.....	47
Tabel 4.1	Hasil Penurunan Grafik CCDF 16-QAM	51
Tabel 4.2	Hasil Penurunan Grafik CCDF 64-QAM	53
Tabel 4.3	Hasil Simulasi BER dan SNR Tanpa Distorsi 16-QAM	55
Tabel 4.4	Hasil Simulasi BER dan SNR Tanpa Distorsi 64-QAM	55
Tabel 4.5	Hasil BER dan SNR 16-QAM dari Simulasi.....	58
Tabel 4.6	Hasil BER dan SNR 64-QAM dari Simulasi.....	59
Tabel 4.7	Parameter <i>Scatter Plot</i> Simbol OFDM	62
Tabel 4.8	Nilai BER OFDM 16-QAM Implementasi WARP	67
Tabel 4.9	Nilai BER OFDM-PTS 16-QAM Implementasi WARP	67
Tabel 4.10	Tabel Prosentase Penurunan BER Modulasi 16-QAM.....	68
Tabel 4.11	Nilai BER OFDM 64-QAM Implementasi WARP	69
Tabel 4.12	Nilai BER OFDM-PTS 64-QAM Implementasi WARP	70
Tabel 4.13	Tabel Prosentase Penurunan BER Modulasi 64-QAM.....	70
Tabel 4.14	Kenaikan Amplitudo Spektrum OFDM.....	77
Tabel 4.15	Kenaikan Amplitudo Spektrum OFDM PTS.....	79

[Halaman Ini Sengaja Dikosongkan]

BAB 1

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Tuntutan masyarakat terkait dengan komunikasi data yang cepat menyebabkan permintaan layanan komunikasi pita lebar semakin meningkat (*sumber : Kementrian Komunikasi dan Informatika*). Maka untuk memenuhi kebutuhan masyarakat tersebut dibutuhkan suatu sistem komunikasi yang memiliki efisiensi *bandwidth* dan layanan kecepatan akses tinggi secara *realtime* dengan performansi terbaik. Sistem OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) adalah solusinya. OFDM merupakan suatu teknik modulasi *multicarrier* yang memiliki efisiensi tinggi dalam pemakaian frekuensi, kuat dalam menghadapi *frequency selective fading*, dan tidak sensitive terhadap sinyal *delay*. Sistem OFDM ini sudah digunakan sebagai standar komunikasi *wireless* yang berbeda-beda seperti standart IEEE 802.11a yang digunakan untuk *Wireless Local Area Network* (WLAN) dan standart IEEE 802.16a untuk *Wireless Metropolitan Area Network* (WMAN) [1] .

Namun dalam implementasinya terdapat kerugian yang dapat disebabkan oleh sistem OFDM yaitu tingginya nilai PAPR (*Peak Average Power Ratio*) pada sinyal transmit. PAPR adalah perbandingan dari daya puncak dengan daya rata-rata sinyal. PAPR dapat terjadi akibat modulasi dari masing-masing *subcarrier* yang dilakukan dengan frekuensi yang berbeda sehingga menyebabkan beberapa *subcarrier* mempunyai fasa koheren yang pada akhirnya akan muncul amplitudo dengan level jauh lebih besar dari daya sinyalnya [2] .

Nilai PAPR yang besar mengakibatkan beberapa kerugian seperti meningkatnya kompleksitas ADC dan DAC serta mengurangi efisiensi dari RF *power amplifier*. Selain itu dapat menyebabkan rentan terhadap distorsi nonlinear karena sistem OFDM membutuhkan *amplifier* dengan *dynamic range* yang lebar untuk mengakomodasi amplitudo sinyal [3] .

Oleh karena itu, untuk mengatasi hal tersebut ada beberapa teknik yang dapat digunakan untuk mereduksi nilai PAPR yaitu *clipping*, *tone reservation*, *tone injection*, *coding*, *companding transforms*, *selected mapping (SLM)*, dan *partial transmit sequence (PTS)*. Dalam pengerjaan tugas akhir ini, digunakan salah satu metode untuk mereduksi nilai PAPR

yaitu menggunakan teknik PTS karena kinerjanya dinilai lebih efektif untuk mereduksi PAPR tanpa menimbulkan sinyal distorsi [4] . Teknik PTS ini merupakan bagian dari metode *probabilistic* atau pengacakan sinyal di mana bertujuan untuk mengacak input blok data simbol OFDM dan kemudian memilih nilai PAPR yang rendah untuk ditransmisikan.

Sehingga pada tugas akhir ini dilakukan perancangan sistem pereduksi PAPR pada OFDM dengan teknik PTS yang akan disimulasikan menggunakan software MATLAB dan diimplementasikan pada *Wireless Open-Access Research Platform* (WARP). Platform WARP merupakan salah satu jenis dari teknologi *Software Define Radio* (SDR) yang dapat mengimplementasikan algoritma *wireless* yang sangat kompleks. Namun dalam implementasi sistem komunikasi *wireless* tersebut, pengaruh distorsi nonlinear dari *RF power amplifier* dapat menyebabkan terjadinya interferensi pada *adjacent channel* dan menurunkan performansi dari OFDM. Oleh karena itu, teknik reduksi PAPR diharapkan mampu untuk mengurangi pengaruh dari distorsi nonlinear yang timbul dari *RF power amplifier* tersebut.

1.2 Perumusan Masalah

Permasalahan yang dibahas dalam tugas akhir ini adalah sebagai berikut:

1. Bagaimana pengaruh dari distorsi nonlinear dalam sistem PAPR OFDM pada modul WARP?
2. Bagaimana mengimplementasikan sistem pereduksi PAPR OFDM pada modul WARP?
3. Seberapa jauh kinerja teknik PTS (*Partial Transmit Sequence*) dapat mereduksi PAPR OFDM pada modul WARP?

1.3 Batasan Masalah

Untuk menyelesaikan permasalahan yang ada, maka hal-hal yang akan dilakukan dalam penelitian ini adalah :

1. Menganalisis besarnya penurunan PAPR untuk metode PTS dengan menganalisa grafik CCDF (*Complementary Cumulative Distribution Function*).
2. Membandingkan BER, *scatter plot*, dan *spektrum* saat gain tinggi antara penggunaan teknik reduksi PAPR dan tanpa teknik reduksi PAPR pada sistem OFDM.

3. Menggunakan metode PTS dengan modulasi M-QAM.
4. Melakukan pengukuran di lingkungan *indoor* dan hanya menggunakan dua node (*Single Input Single Output*).
5. WARPLab yang digunakan adalah WARPLab versi 7 dengan frekuensi carrier 2,4 Ghz.
6. Asumsi untuk estimasi kode PTS adalah ideal.

1.4 Tujuan Penelitian

Tujuan yang diharapkan tercapai setelah selesainya tugas akhir ini adalah sebagai berikut

1. Menganalisis kemampuan kinerja teknik PTS (*Partial Transmit Sequence*) dalam mereduksi PAPR OFDM pada modul WARP.
2. Menganalisis ketahanan teknik PTS terhadap pengaruh distorsi non linear.
3. Meningkatkan kinerja teknik OFDM pada saat bekerja di daerah terjadinya distorsi non linear.

1.5 Metodologi Penelitian

Metode yang digunakan pada penelitian tugas akhir ini dijabarkan dengan diagram alir sebagai berikut :

1. Studi Pustaka

Studi pustaka dilakukan dengan mempelajari beberapa paper dan jurnal dari sumber internasional terindex serta beberapa buku literature yang sesuai dengan topik tugas akhir yang diambil. Adapun materi yang dipelajari yaitu :

- a. Desain sistem PAPR OFDM dari pemancar maupun penerima.
- b. Teknik PTS (*Partial Transmit Sequence*).
- c. Pemrograman MATLAB yang diintegrasikan di WARP
- d. WARP, mempelajari pemrograman modul WARP
- e. Refrensi WARPLab
- f. Pengaruh Distorsi Nonlinear

2. Implementasi Teknik PTS pada Sistem PAPR OFDM

Pada tahap ini dilakukan implementasi teknik reduksi PAPR menggunakan metode PTS pada sistem OFDM. Ada pun beberapa parameter yang telah ditentukan adalah grafik CCDF untuk mereduksi nilai PAPR dan pengaruh distorsi nonlinear yang berupa nilai *bit error rate* (BER), *scatter plot*, dan *spektrum* dari sistem PAPR OFDM.

3. Simulasi Sitem

Proses simulasi dilakukan dengan menggunakan software MATLAB. Simulasi ini bertujuan untuk mengetahui kesesuaian algoritma yang dibuat dengan dasar teori yang sudah ada sebelum mengimplementasikanya pada modul WARP dan melakukan pengukuran pada kanal *real*.

4. Implementasi Teknik PTS pada Modul WARP

Untuk tahap ini dilakukan pengimplementasian kedua sistem OFDM. Yang pertama sistem OFDM implementasi teknik PTS dan yang kedua sistem OFDM tanpa teknik reduksi PAPR. Keduanya diimplementasikan pada kanal *real* di modul WARP dengan menggunakan perangkat lunak WARPLab 7. Selain itu, jika muncul distorsi nonlinear yang terjadi pada sistem PAPR OFDM merupakan pengaruh dari komponen *RF power amplifier* yang ada pada modul WARP.

5. Pengukuran dan Pengambilan Data

Tahap ini dilakukan pengukuran dan pengambilan data terkait dengan beberapa parameter yang sudah ditentukan sebelumnya. Pengukuran dilakukan dalam lingkungan indoor, dengan kondisi lingkungan yang sama dan dengan gain yang bervariasi. Hasil yang diamati adalah nilai BER, *scatter plot*, dan spektrum dari kedua sistem OFDM tersebut yaitu menggunakan teknik reduksi PAPR dan tanpa teknik reduksi PAPR.

6. Analisis Data dan Penarikan Kesimpulan

Tahap akhir dari penelitian tugas akhir ini adalah melakukan pengamatan dan pengolahan terhadap data yang telah diperoleh serta penarikan kesimpulan berdasarkan analisis data yang sudah dilakukan.

1.6 Sistematika Penulisan

Sistematika penulisan tugas akhir merupakan rincian laporan tugas akhir yang berisi tentang penjelasan mengenai tahapan-tahapan yang dilakukan dalam penelitian tugas akhir. Berikut merupakan penjelasan dari tahapan-tahapan dari penulisan tugas akhir :

- BAB 1 PENDAHULUAN

Pada bab ini berisi tentang latar belakang tugas akhir, perumusan masalah, tujuan penelitian, metodologi penelitian, sistematika laporan, dan relevansi dari tugas akhir.

- **BAB 2 TINJAUAN PUSTAKA**

Pada bab ini menjelaskan tinjauan pustaka yang membahas tentang sistem OFDM, PAPR (*Peak Average Power Ratio*) , grafik CCDF, pengaruh distorsi nonlinear, teknik PTS, dan modul WARP.

- **BAB 3 METODOLOGI PENELITIAN**

Pada bab tiga menjelaskan tentang metodologi penelitian dalam merancang sistem pereduksi PAPR OFDM yang diimplementasikan pada modul WARP dan pengaruh dari distorsi nonlinear. Sistem pereduksi PAPR OFDM yang digunakan adalah teknik PTS (*Partial Transmit Sequence*).

- **BAB 4 HASIL PENGUKURAN DAN ANALISIS**

Pada bab ini ditampilkan hasil pengujian berdasarkan simulasi sistem pereduksi PAPR pada sistem OFDM yang diimplementasikan pada modul WARP.

- **BAB 5 PENUTUP**

Pada bab ini berisi tentang kesimpulan dan saran terkait dengan penelitian tugas akhir yang telah dilakukan

1.7 Manfaat Tugas Akhir

Hasil yang didapat dari tugas akhir ini diharapkan dapat memberi manfaat sebagai berikut :

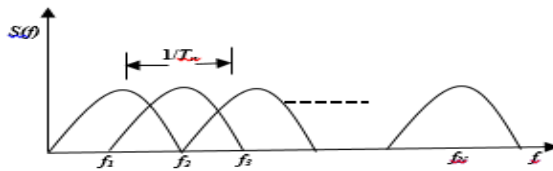
1. Memberikan solusi terkait besarnya nilai PAPR pada sistem OFDM dan pengaruh distorsi nonlinear pada implementasi modul WARP.
2. Menunjukkan hasil kinerja teknik PTS dalam mereduksi PAPR OFDM yang diimplementasikan pada modul WARP.

[Halaman Ini Sengaja Dikosongkan]

BAB 2 TINJAUAN PUSTAKA

2.1 Teknik *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM)

Teknik OFDM pada prinsipnya membagi laju transmisi berkecepatan tinggi menjadi beberapa laju berkecepatan rendah yang ditransmisikan secara simultan dengan menggunakan *subchannel* atau *subcarrier* yang saling *orthogonal* untuk mengoptimalkan efisiensi transmisi data. Jadi setiap *subcarrier* memiliki frekuensi yang saling *orthogonal* sehingga membuat setiap *subcarrier overlap* namun tidak saling menimbulkan interferensi sehingga dapat menghemat spektrum frekuensi seperti pada gambar 2.1.



Gambar 2.1 Spektrum frekuensi pada OFDM [5]

Pada gambar 2.1 dapat dilihat bahwa teknik OFDM memberikan keuntungan dalam hal efisiensi *bandwidth* karena di antara *subcarrier* satu dengan yang lainnya tidak ada jarak *bandwidth* yang memisahkan. Untuk jarak setiap frekuensi *subcarrier* agar *orthogonal* minimal harus dipisahkan sejauh $1/T_s$ dan dapat dinyatakan pada persamaan 2.1 [5]. Di mana f menunjukkan *frequency carrier spacing* dan T_s menunjukkan *interval simbol* OFDM.

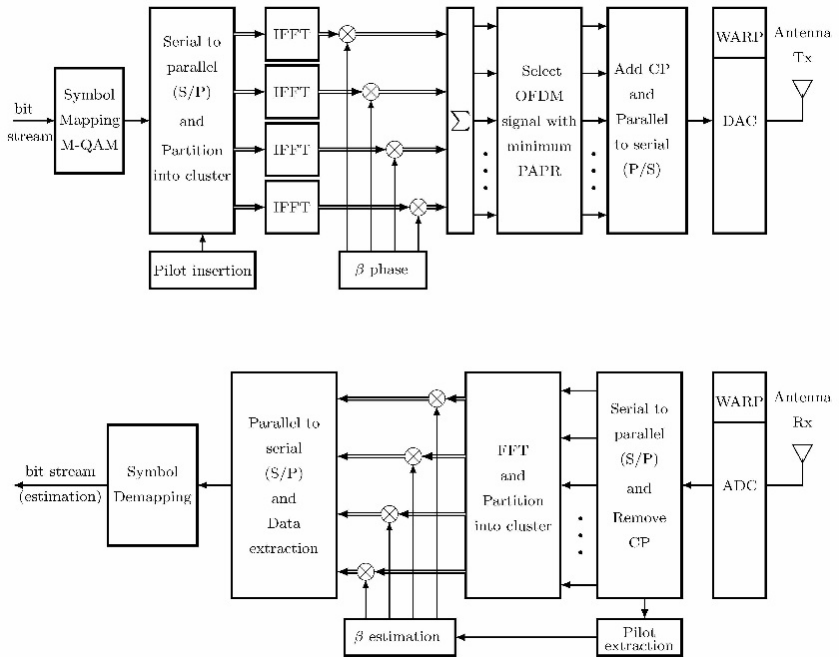
$$f = \frac{1}{T_s} \quad (2.1)$$

Secara pendekatan matematis, untuk keorthogonalan OFDM dapat dijelaskan melalui persamaan 2.2, misalkan fungsi dari $X_m(t)$ adalah *subcarrier* ke- m dan $X_n(t)$ adalah *subcarrier* ke- n . Kedua *subcarrier* ini

dikatakan *orthogonal* satu sama lain pada *interval* $a < t < b$ jika memenuhi kondisi sebagai berikut [5] :

$$\int_a^b X_m(t) X_n(t) dt = 0 \quad (2.2)$$

Sedangkan untuk prinsip kerja dari OFDM dengan implementasi teknik PTS pada WARP dapat dijelaskan melalui blok diagram seperti gambar 2.2.



Gambar 2.2 Blok Diagram OFDM dengan Teknik PTS

Pada gambar 2.2 dapat dijelaskan bahwa deretan data bit-bit informasi serial yang dibangkitkan akan dimodulasi terlebih dahulu. Modulasi yang sering digunakan pada sistem OFDM adalah BPSK, QPSK, QAM. *Mapping* berfungsi untuk memetakan setiap bit ke domain

kompleks sesuai dengan scatter plot modulasi yang digunakan. Setelah itu data serial akan dikonversikan ke dalam bentuk parallel. Sehingga jika *bit rate* semula adalah R , maka *bit rate* pada tiap-tiap jalur parallel adalah R/N di mana N adalah jumlah jalur parallel atau jumlah *subcarrier*. Proses selanjutnya adalah melalui teknik reduksi PAPR yaitu menggunakan teknik PTS, di mana data simbol OFDM dalam domain kompleks $\{x_{qk}\}_{k=0}^{N-1}$ akan dibagi menjadi M sub-block menjadi $\{x_q^{(m)}\}_{m=0}^{N-1}$ sebelum masuk IFFT. IFFT berfungsi untuk membangkitkan frekuensi carrier agar saling orthogonal dan mengubah simbol OFDM dalam domain kompleks menjadi domain waktu. Setiap sub-block IFFT dikalikan dengan faktor fase b_m dan dipilih yang memiliki nilai PAPR rendah dirumuskan pada persamaan 2.3 sebagai berikut [6] :

$$x'_q = \sum_{m=0}^{M-1} b(m)x_q^{(m)} \quad (2.3)$$

Di mana $b(m)$ adalah faktor fasa dalam domain waktu, $x_q^{(m)}$ adalah IFFT dari $X_q^{(m)}$ disebut *partial transmit sequence*. Himpunan dari faktor fasa didefinisikan seperti persamaan 2.4 [6] sebagai berikut dengan W adalah urutan dari faktor fasa dan $b(m) \in B$.

$$B = \left\{ e^{\frac{j2\pi l}{W}} \mid l = 0, 1, 2, \dots, W-1 \right\} \quad (2.4)$$

Setelah didapatkan nilai PAPR yang rendah, ditambahkan *cyclic prefix* yang berguna untuk meminimalisir kemungkinan terjadinya ISI dan untuk menentukan simbol pertama dari sinyal OFDM. Selanjutnya simbol-simbol OFDM tersebut dikonversi lagi ke bentuk semula menjadi serial, dan baru sinyal dikirim melalui kanal transmisi WARP. Sinyal keluaran dari transmitter berupa sinyal yang saling *overlapping*.

Pada *receiver*, dilakukan proses yang berkebalikan dengan yang ada di *transmitter*. Pertama *cyclic prefix* akan dihilangkan dan deretan data serial dikonversikan lagi menjadi parallel melalui *serial to parallel converter*. Selanjutnya dikalikan dengan faktor pembobot dari teknik PTS dan terbagi menjadi beberapa sub-block untuk masuk proses FFT.

FFT berfungsi untuk mengubah sinyal domain waktu menjadi domain frekuensi kembali dan pengurai simbol OFDM dengan frekuensi carrier. Diasumsikan faktor pembobot, $b(m)$ estimasi dari kanal penerima

kondisinya ideal. Sinyal *keluaran* IFFT dikonversi menjadi parallel untuk masuk ke proses demapping yang berfungsi untuk memetakan scatter plot sinyal yang diterima menjadi bagian deretan bit kembali.

Terakhir output *demapper* yang parallel diubah kembali menjadi data serial untuk ditampilkan dan dibandingkan hasilnya dengan data input yang ditransmisikan

2.1.1 Kelebihan dan Kekurangan OFDM

Berdasarkan [7], OFDM memiliki beberapa kelebihan dan kekurangan jika dibandingkan dengan sistem modulasi *single carrier*.

Kelebihan OFDM :

- a. Tahan terhadap penyebaran *delay* akibat *multipath*.
- b. Tahan terhadap kanal *frequency selective fading*.
- c. Kompleksitas implementasi lebih rendah dibandingkan sistem *single carrier* yang menggunakan ekualiser.
- d. Tahan terhadap interferensi *narrowband* dan ISI (*Intersymbol Interference*).
- e. Efisien dalam hal modulasi dan demodulasi
- f. Transmisi bit rate yang tinggi
- g. Equaliser yang sederhana
- h. Efisiensi *spectral* besar

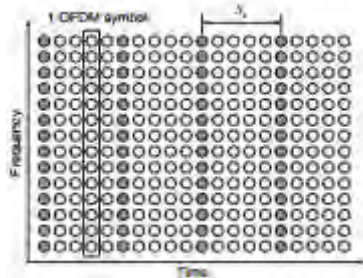
Kekurangan OFDM :

- a. Lebih sensitive terhadap frekuensi *offset* dan gangguan fase.
- b. Memiliki nilai PAPR (*Peak Average Power Ratio*) yang tinggi yang rentan terhadap distorsi non linear.
- c. Membutuhkan RF *power amplifier* dengan *dynamic range* yang tinggi karena pengaruh PAPR.

2.1.2 Struktur Pilot

Struktur pilot digunakan untuk mengestimasi fasa noise yang terjadi pada penerima. Struktur pilot dibagi menjadi 3 tipe [8], yaitu :

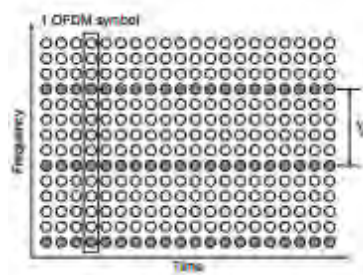
a. Tipe *block*



Gambar 2.3 Susunan pilot tipe block [8]

Untuk susunan pilot tipe *block* digambarkan pada gambar 2.3 di mana S_t merupakan periode dari pilot simbol dalam domain waktu. Pilot tipe ini cocok digunakan untuk kanal *frequency selective* karena adanya pilot yang ditempatkan pada semua *subcarrier* dari pilot simbol dalam domain waktu tersebut.

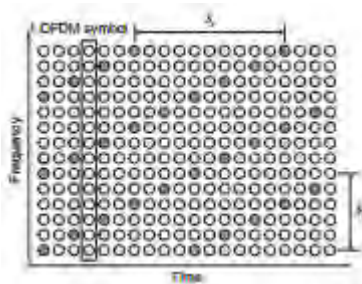
b. Tipe *comb*



Gambar 2.4 Susunan pilot tipe comb [8]

Susunan pilot tipe ini diperlihatkan pada gambar 2.4 di mana S_f merupakan periode dari pilot simbol dalam domain frekuensi. Pilot tipe ini cocok digunakan untuk kanal *fast fading*.

c. Tipe *lattice*



Gambar 2.5 Susunan pilot tipe *lattice* [8]

Susunan pilot tipe *lattice* diperlihatkan pada gambar 2.5 di mana pilot diletakkan di sepanjang domain waktu maupun frekuensi dalam periode tertentu dengan tujuan untuk interpolasi dalam kedua domain tersebut sebagai estimasi kanal dari simbol OFDM.

2.2 *Peak Average Power Ratio (PAPR)*

PAPR adalah perbandingan antara daya sinyal puncak dengan daya rata-ratanya. PAPR terjadi karena dalam sistem OFDM terdiri atas penjumlahan sejumlah *subcarrier* yang dimodulasi secara independen. Apabila fase setiap *subcarrier* sama maka akan menghasilkan daya sinyal puncak sebesar N kali daya rata-ratanya. Oleh karena itu, dalam implementasinya nilai PAPR yang tinggi menjadi tantangan tersendiri bagi sistem OFDM karena hal tersebut dapat menurunkan SQNR (*Signal to Quantization Noise Ratio*), mengurangi efisiensi daya *amplifier* dan meningkatkan *cost* dari *RF power amplifier*. Akibat dari nilai PAPR yang tinggi pada sistem OFDM membutuhkan *RF power amplifier* dengan *dynamic range* yang lebar untuk mengakomodasi amplitudo sinyal. Jika hal tersebut tidak terpenuhi maka mengakibatkan terjadinya distorsi nonlinear yang menyebabkan *subcarrier* menjadi tidak lagi *orthogonal* dan dapat menurunkan kinerja dari sistem OFDM.

Hal-hal yang dapat terjadi jika sinyal terkena distorsi nonlinear adalah dapat menimbulkan intermodulasi yang artinya akan muncul frekuensi baru pada sinyal yang ditransmisikan. Intermodulasi ini menyebabkan pelebaran *spectral* dari sinyal secara keseluruhan dan membuat terjadinya *interferensi* diantara *subcarrier*.

Sinyal OFDM terdiri dari sejumlah *subcarrier* yang dimodulasi sendiri-sendiri sehingga dapat menghasilkan perbandingan antara daya puncak dengan daya rata-rata yang cukup besar ketika dijumlahkan (superposisi). Ketika N sinyal dengan fasa yang sama dijumlahkan akan menghasilkan daya puncak sebesar N kali daya rata-ratanya. Daya puncak adalah daya dari gelombang sinus dengan amplitudo sama dengan nilai *envelope* maksimum. Karena itu, *subcarrier* yang tidak dimodulasikan mempunyai PAPR sebesar 0 dB. Secara matematis, PAPR dari per satu simbol OFDM dapat dideskripsikan sebagai berikut [8] :

$$PAPR = \frac{P_{peak}}{P_{average}} = 10 \log_{10} \frac{\max |s(t)|^2}{E\{|s(t)|^2\}} \quad (2.5)$$

Di mana P_{peak} merupakan keluaran daya puncak, $P_{average}$ merupakan keluaran daya rata-rata, $E\{\}$ adalah nilai ekspektasi dan $s(t)$ adalah sinyal OFDM

Untuk nilai PAPR dideskripsikan secara statistik dengan menggunakan *Complementary Cumulative Distribution Function* (CCDF). CCDF merupakan parameter yang digunakan untuk mengukur daya puncak dari sinyal OFDM yang berisi informasi mengenai sinyal OFDM yang memiliki PAPR di atas level tertentu. Sinyal OFDM dengan nilai real dan imajiner dari sampel sinyal tersebut dalam domain waktu $s(t)$ memiliki distribusi Gaussian dengan nilai rata-rata sama dengan 0 dan variansi sama dengan 0.5. Sehingga *Cumulative Distribution Function* (CDF) dari sinyal sampling OFDM dinyatakan sebagai berikut :

$$F(z) = 1 - e^{-z} \quad (2.6)$$

Untuk nilai CCDF PAPR dari blok data dirumuskan secara matematis sebagai berikut dengan z adalah level *threshold*.

$$\begin{aligned} P(PAPR > z) &= 1 - Pr(PAPR \leq z) \\ &= 1 - F(z)^N \\ &= 1 - [1 - \exp(-z)]^N \end{aligned} \quad (2.7)$$

Pada persamaan 2.7 menyatakan bahwa sampel sinyal dalam domain waktu independen dan tidak mempunyai korelasi satu sama lain.

2.2.1 Pengaruh Faktor PAPR

Ada beberapa hal yang dapat mempengaruhi nilai PAPR dari sinyal OFDM [9], yaitu :

- Jumlah dari *subcarrier*

Sinyal kompleks baseband dari satu simbol sistem OFDM dapat dinyatakan :

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N a_n e^{-j\omega_n t} \quad (2.8)$$

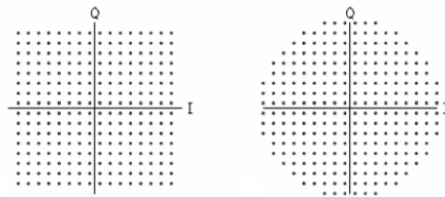
Di mana N adalah simbol modulasi dan n adalah jumlah sub carrier. Jadi untuk nilai puncak sinyal OFDM adalah N kali dari puncak *subcarrier* masing-masing. Sehingga semakin besar jumlah sub carrier maka nilai PAPR menjadi tinggi.

- Orde Modulasi

Modulasi dengan order yang lebih tinggi akan berpengaruh pada nilai PAPR yang dihasilkan. Misalnya modulasi QAM dnegan orde yang lebih tinggi cenderung memberikan nilai PAPR yang tinggi.

- Bentuk Scatter plot

Bentuk scatter plot dari modulasi yang digunakan untuk transmisi sinyal dapat mempengaruhi nilai PAPR. Misalnya bentuk scatter plot 256-QAM yang dimodifikasi menjadi bentuk lingkaran berbeda dengan bentuk persegi seperti gambar 2.6 berikut.



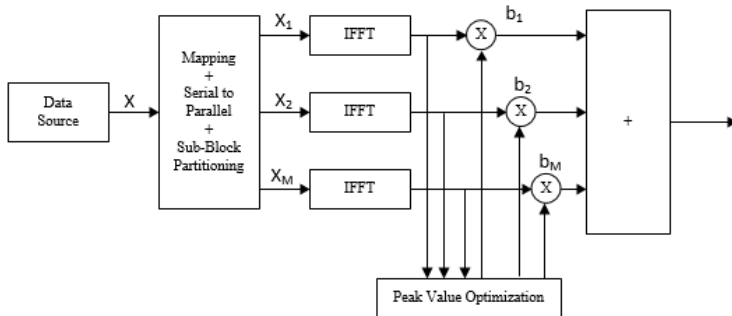
Gambar 2.6 Scatter plot 256-QAM (a) Reguler (b) Modified [9]

- *Pulse Shaping*

Untuk mengurangi bandwidth pada spektrum sinyal, pulse shaping banyak digunakan untuk komunikasi terrestrial. Namun hal ini justru menyebabkan *overshoot* dan meningkatkan nilai PAPR pada sinyal OFDM sebesar 4-5 dB.

2.3 Partial Transmit Sequence (PTS)

PTS (*Partial Transmit Sequence*) adalah metode untuk mereduksi nilai PAPR pada sinyal OFDM dengan cara membagi blok-blok partisi di mana blok partisi ini akan dikalikan dengan faktor fasa atau faktor pembobot yang kemudian dipilih nilai PAPR terendah untuk ditransmisikan [10]. Untuk blok diagram dari *Partial Transmit Sequence* ditunjukkan pada gambar 2.7 di bawah ini.



Gambar 2.7 Blok Diagram Partial Transmit Sequence [10]

Dari gambar blok diagram 2.7 data informasi dalam domain frekuensi X dipartisi menjadi M sub-block. Tiap sub-block memiliki panjang sama sebesar N , terdiri dari N/M elemen nonzero dan zero pada bagian akhir sub-block.

Ada tiga skema yang bisa digunakan untuk mempartisi *data sequence* menjadi beberapa sub block yaitu *adjacent partition*, *interleaved partition*, dan *pseudorandom partition* [11]. *Adjacent partition* membagi M sub-block dan tiap sub block terdiri dari N/M *subcarrier*. Skema ini memiliki kompleksitas yang rendah namun dalam

mereduksi PAPR tidak lebih baik dari yang lain. *Interleaved partition* mudah diterapkan dalam implementasinya, sederhana, dan memiliki tingkat reduksi PAPR di atas *adjacent partition*. Cara partisi dari skema interleaved adalah membagi menjadi M sub-block dan *subcarrier* ditempatkan diantara range sub-block. *Pseudorandom* memiliki tingkat mereduksi PAPR paling baik di antara semua metode partisi dan menempatkan subcarriernya secara acak pada M sub-block.

Di teknik PTS, blok masukan sinyal OFDM dinotasikan dengan vector X kemudian dibagi menjadi M *disjoint* sub-block seperti persamaan 2.9 dan 2.10 [11]

$$X^{(m)} = [X^1 X^2 \dots X^{(m)}_{M-1}] \quad (2.9)$$

$$m = 0, \dots, M-1$$

$$X^{(m)} = [X^{(m)}_0 X^{(m)}_1 \dots X^{(m)}_{N-1}] \quad (2.10)$$

Sebelum dikalikan dengan faktor pembobot, setiap sub-block masuk IFFT untuk proses perubahan domain kompleks menjadi domain waktu seperti persamaan 2.11 dan 2.12 [11].

$$x^{(m)} = IFFT[X^{(m)}] \quad (2.11)$$

$$x^{(m)} = [x^{(m)}_0 x^{(m)}_1 \dots x^{(m)}_{N-1}] \quad (2.12)$$

$$\text{untuk } m = 0, \dots, M-1$$

Mengkombinasikan M keluaran sinyal OFDM dengan faktor pembobot seperti pada persamaan 2.13 berikut [11].

$$x = \sum_{m=1}^M b_m x_m \text{ untuk } b_m = e^{j\varphi_m}, \varphi_m = [0, 2\pi] \quad (2.13)$$

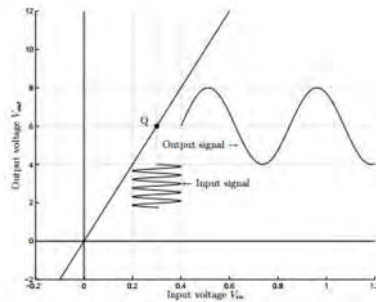
Di mana b_m adalah faktor fasa yang diacak untuk mendapatkan nilai PAPR terendah sebelum sinyal OFDM ditransmisikan

2.4 Amplifier *Distortion*

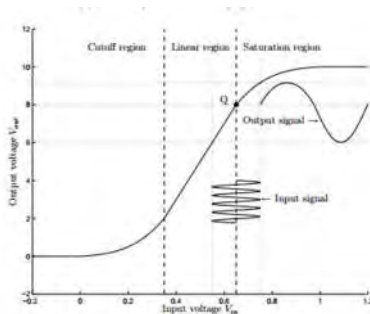
Amplifier yang ideal biasanya akan memberikan output yang sempurna dari sinyal masukan yang sudah dikalikan dengan nilai skalar. Secara matematis bisa dirumuskan seperti [12] :

$$V_{out}(t) = G V_{in}(t) \quad (2.14)$$

Di mana G adalah penguat tegangan pada amplifier. Jika dilihat amplifier ideal bekerja secara linear sehingga tidak mempengaruhi bentuk gelombang sinyal yang ditransmisikan atau menimbulkan frekuensi baru pada komponen. Untuk kurva dari amplifier ideal bisa ditunjukkan pada gambar 2.8.



Gambar 2.8 Kurva *ideal* amplifier [12]



Gambar 2.9 Kurva *real* amplifier [12]

Perbandingan antara kurva *real* amplifier dan *ideal* amplifier ditunjukkan pada gambar 2.8 dan gambar 2.9. Pada kurva *real* amplifier terdapat tiga daerah kerja. Yang pertama ketika sinyal input rendah maka amplifier bekerja pada daerah *cutoff* dan hubungan antara input-output berbentuk eksponensial. Pada input yang normal amplifier bekerja pada daerah linear sampai sinyal input bertambah tinggi hingga akhirnya mencapai titik saturasi hingga level output maksimal. Sedangkan label Q menunjukkan titik kerja dari amplifier atau biasa disebut dengan *Direct Current (DC) bias*.

Nonlinearity yang ada pada daerah saturasi menunjukkan pengurangan nilai amplitudo hampir lebih dari setengah sinyal aslinya. Hal ini bisa disebabkan oleh karakteristik konversi AM/AM dan AM/PM berdasarkan frekuensi sinyal input.

Di dalam sistem komunikasi *wireless*, pengaruh distorsi nonlinear dari RF *power amplifier* dapat menyebabkan terjadinya interferensi *adjacent channel* dan menurunkan performansi dari OFDM.

2.4.1 Amplitude Distortion

Ketidaklinearan dari distorsi amplitudo dapat diilustrasikan dengan menambah kuadrat di persamaan 2.15 pada *input-output* sehingga bisa dituliskan seperti [12] :

$$V_{out}(t) = GV_{in}(t) + GV_{in}^2(t) \quad (2.15)$$

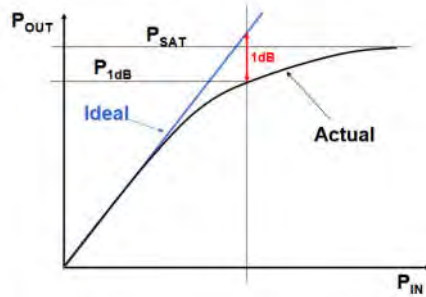
Dengan menggunakan input sinyal sinus :

$$V_{in}(t) = A(\omega) \cos(\omega t) \quad (2.16)$$

Sehingga menjadi,

$$\begin{aligned} V_{out}(t) &= G_1 A(\omega) \cos(\omega t) + G_2 A^2(\omega) \cos^2(\omega t) \quad (2.17) \\ &= G_1 A(\omega) \cos(\omega t) + G_2 A^2(\omega) \frac{1 + \cos(2\omega t)}{2} \\ &= \frac{G_2 A^2(\omega)}{2} + G_1 A(\omega) \cos(\omega t) + \frac{G_2 A^2(\omega)}{2} \cos(2\omega t) \end{aligned}$$

Persamaan (2.17) menunjukkan ketidaklinearan orde dua pada komponen DC dan komponen sinyal pada frekuensi baru. Untuk kurva dari distorsi amplitudo ditunjukkan pada gambar 2.10.



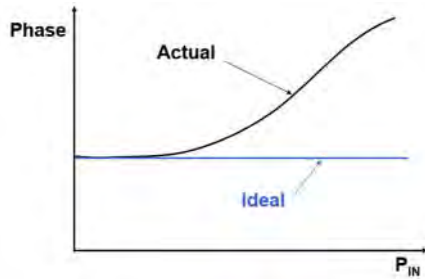
Gambar 2.10 Kurva distorsi amplitudo (AM/AM) [12]

2.4.2 Phase Distortion

Distorsi fase terjadi ketika sinyal yang diterima pada penerima mengalami waktu tunda yang disebabkan oleh perbedaan frekuensi. Perbedaan waktu tunda tersebut dapat menyebabkan bentuk gelombang dari beberapa sinyal sinus berubah. Sehingga hal ini sangat merugikan pada komunikasi data. Hubungan antara waktu tunda dan pergeseran fasa seperti persamaan 2.18 [12].

$$\tau = \frac{\theta}{2\pi f} \quad (2.18)$$

Di mana τ adalah waktu tunda, θ adalah pergeseran fasa, dan f adalah frekuensi dari bentuk gelombang. Dari persamaan tersebut bisa dilihat bahwa jika fasa tidak meningkat secara linear dengan frekuensi maka akan terjadi perbedaan waktu tunda dan menyebabkan distorsi fase yang ditunjukkan pada gambar 2.11



Gambar 2.11 Kurva distorsi fase (AM/PM) [12]

2.4.3 Efek Distorsi Amplifier

Distorsi nonlinear pada amplifier menyebabkan pelemahan sinyal transmisi dengan berbagai macam cara. Efek yang ditimbulkan dari distorsi nonlinear adalah sebagai berikut [12] :

- Menimbulkan penambahan interferensi nonlinear pada penerima.
- Scatter plot* sinyal menjadi rusak dan menyebar.
- Interferensi antara komponen *inphase* dan *quadrature* pada konversi AM/PM
- Terjadi penyebaran spektrum pada sinyal transmit yang dapat menyebabkan interferensi *adjacent channel*.
- Menyebabkan efek intermodulasi yang terjadi ketika beberapa kanal dikuatkan.

2.5 Modulasi *Quadrature Amplitudo Modulation* (QAM)

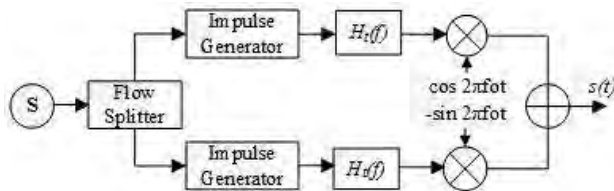
QAM merupakan modulasi dengan kombinasi fasa dan amplitudo. Teknik ini mengirim sinyal dengan empat fasa berbeda. Untuk modulasi 16 QAM memiliki 4 bit informasi untuk setiap simbolnya, sehingga memiliki 2^4 keadaan fasa.

Modulasi QAM membagi sinyal yang ditransmisikan menjadi dua bagian atau bit stream, yaitu *In-phase* dan *Quadrature phase*. Kedua bagian ini berbeda fasa 90 derajat, karena bit stream *In-phase* dikalikan dengan sinyal cosinus, sedangkan bagian *quadrature* dikalikan dengan

sinyal sinus. Dalam pentransmisian data, kedua bagian tersebut digabungkan menjadi persamaan berikut [13] :

$$S(t) = I(t) \cos(2\pi f_o t) + Q(t) \sin(2\pi f_o t) \quad (2.19)$$

Berikut merupakan blok diagram modulasi dari QAM dengan frekuensi carrier f_o dan H_t respon frekuensi dari filter transmisi.



Gambar 2.12 Modulator QAM [13]

Jika dibandingkan dengan modulasi yang lainnya, modulasi QAM memiliki keuntungan yaitu dari segi kecepatan dalam transmisi data, peluang kesalahan simbol lebih kecil, dan efisien dalam penggunaan bandwidth. Hal ini dikarenakan banyaknya jumlah bit informasi yang diwakilkan oleh satu simbol. Makin tinggi orde modulasinya, makin cepat transmisi datanya namun justru makin sensitive terhadap noise.

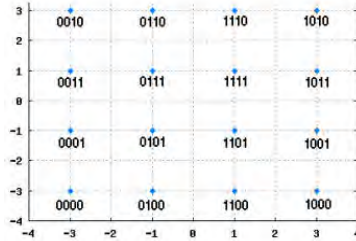
Untuk bentuk umum dari sinyal M-QAM ditunjukkan oleh persamaan 2.20 [13]

$$S(t) = \sqrt{\frac{2E_{min}}{T_s}} a_i \cos[2\pi f_o t] + \sqrt{\frac{2E_{min}}{T_s}} b_i \sin[2\pi f_o t] \quad (2.20)$$

Dengan E_{min} adalah energi dari sinyal pada amplitudo terendah dan a_i, b_i adalah bilangan integer yang dipilih sesuai dengan letak sinyal. Nilai (a_i, b_i) minimum adalah $(\pm 1, \pm 1)$, di mana $i = 1, 2, \dots, M$. a_i, b_i adalah elemen dari matriks $L \times L$ dengan $L = \sqrt{M}$ seperti persamaan 2.21 [13] berikut dengan contoh modulasi 16-QAM ($M=16, L=4$)

$$(a_i b_i) = \begin{bmatrix} \begin{pmatrix} 3 \\ 3 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 1 \\ 3 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 1 \\ 3 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 3 \\ 3 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 3 \\ 1 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 3 \\ 1 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 3 \\ 3 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 3 \\ 1 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 3 \\ 3 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 1 \\ 3 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 1 \\ 3 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 3 \\ 3 \end{pmatrix} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Untuk *scatter plot* sinyal 16-QAM dapat dilihat pada Gambar 2.12



Gambar 2.13 *Scatter plot* Sinyal 16-QAM [13]

Pada Gambar 2.13 dapat dilihat pada modulasi sinyal 16-QAM terdapat 16 simbol yang berbeda dengan masing-masing simbol terdiri atas 4 bit. Pada modulasi M-QAM, *alphabet a* yang digunakan memenuhi persamaan 2.21. [13]

$$a_{M-QAM} = [\pm(2m-1) \pm j(2m-1)] \quad (2.21)$$

Di mana $m \in \{1, \dots, \frac{\sqrt{M}}{2}\}$. Maka dapat ditentukan *alphabet a* dari modulasi 16-QAM dinyatakan melalui persamaan 2.22 berikut ini:

$$a_{16QAM} = \left\{ \begin{matrix} \pm 1 & \pm 1j & \pm 1 & \pm 3j \\ \pm 3 & \pm 3j & \pm 3 & \pm 1j \end{matrix} \right\} \quad (2.22)$$

Jadi total energi pada *scatter plot* M-QAM dapat dirumuskan seperti persamaan 2.23 [13].

$$E_a = \sum_{m=1}^{\frac{\sqrt{M}}{2}} \|(2m-1) + j(2m-1)\|^2 = \frac{\sqrt{M}}{3} M-1 \quad (2.23)$$

Masing-masing *alphabet* digunakan $2\sqrt{M}$ kali pada *scatter plot* sehingga untuk mendapatkan energi rata-rata dari *scatter plot* simbol dituliskan seperti persamaan 2.24 [13]

$$\begin{aligned} E_{M-QAM} &= \frac{2\sqrt{M}}{M} E_a & (2.24) \\ &= \frac{2\sqrt{M}}{M} E_a \left(\frac{\sqrt{M}}{3} (M-1) \right) \\ &= \frac{2}{3} (M-1) \end{aligned}$$

Sehingga dari persamaan (2.24) didapatkan energi rata-rata untuk modulasi 16-QAM adalah 10. Oleh karena itu, untuk menormalisasi energi rata-rata menjadi satu, maka digunakan faktor skala $1/\sqrt{10}$.

2.6 *Wireless Open-Access Research Platform (WARP)* [14]

Wireless Open Access Research Platform (WARP) merupakan bagian dari SDR (*Software Define Radio*) dan sebuah *platform wireless* yang mudah diprogram dan fleksibel sehingga dapat diimplementasikan pada *physical* dan *network layer*. WARP dirancang untuk memenuhi kinerja penelitian sistem komunikasi nirkabel tingkat tinggi. Gambar 2.14 menunjukkan WARP board dengan *daughtercards*.

Arsitektur dari WARP terdiri dari empat komponen utama yaitu :

1. *Custom Hardware* : berfungsi untuk komunikasi *wireless* performa tinggi. *Hardware* menyediakan sumber daya yang *capable* untuk DSP kecepatan tinggi – implementasi algoritma, *scalable* antar koneksi-koneksi untuk mengalokasikan lebih banyak daya pemrosesan yang dibutuhkan dan *extensible* untuk radio, terutama bagian prosesor dan *interface* ekspansi lainnya.
2. *Platform Support Packages* : mendesain perangkat-perangkat dan modul *interface* level rendah yang didesain untuk memungkinkan penggunaan hardware oleh para peneliti pada semua layer desain jaringan *wireless*.
3. *Open-Access Repository* : penyimpanan pusat untuk semua *source code*, model-model dan file-file desain *hardware*. Penyimpanan pusat tersebut di bawah lisensi BDS-like *open-source*.

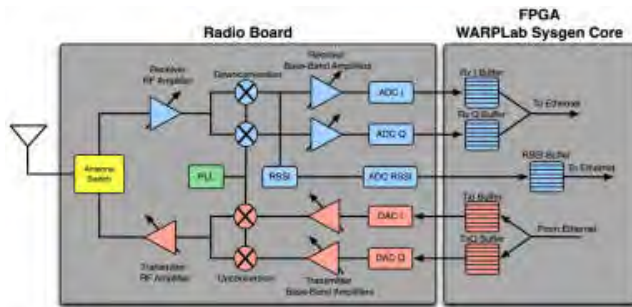


Gambar 2.14 Modul WARP Versi 2.2 [14]

4. *Research Applications* : pengimplementasian dari algoritma-algoritma, dapat dilakukan dengan cara *costum hardware* dan platform support packages. *Full system* dengan algoritma-algoritma tersebut dapat dengan cepat dibangun menggunakan blok modul standar yang disediakan pada *respository*.

2.6.1 WARP Board

Proses implementasi sistem komunikasi pada WARP dilakukan pada modul WARP sebagai FPGA dan modul radio sebagai interface antara sistem komunikasi dengan pengolahan sinyal digital.



Gambar 2.15 Diagram Blok Node WARP [14]

Melalui gambar 2.15 tersebut dapat dilihat bahwa ada 2 komponen utama pada proses pengiriman dan penerimaan sinyal pada node WARP yaitu *radio board* dan FPGA. Proses pengiriman sinyal dari WARPLab akan menggunakan sinyal kompleks dan dari gambar 2.14 dijelaskan warna merah adalah bagian pemancar dan warna biru adalah bagian penerima.

Blok pada jalur pemancar :

1. Tx I/Q Buffer : tempat penyimpanan sampel *inphase* dan *quadrature* yang akan dikirim
2. DAC I/Q : mengkonversi dari digital ke analog untuk sample *inphase* / *quadrature*
3. Tx BB Amplifier : kepanjangan dari *Transmitter Base Band Amplifier*. Terdapat dua amplifier didalamnya yaitu satu untuk sinyal *inphase* dan satu untuk sinyal *quadrature*. Ini merupakan variable gain amplifier di mana nilainya dapat dimasukkan oleh user di *workspace* matlab.
4. *Upconversion* : Mengubah sinyal *baseband* ke sinyal RF. Frekuensi *carrier* tergantung pada pengaturan PLL.
5. Tx RF Amplifier : transmitter RF amplifier, variable gain amplifier. Nilai ini yang dimasukkan oleh user di *workspace* Matlab.

Blok pada jalur penerima :

1. Rx RF Amplifier : *receiver RF amplifier, variable gain amplifier*. Nilai ini yang dimasukkan oleh user di *workspace* Matlab.
2. *Downconversion* : mengubah sinyal RF ke sinyal *baseband*. Sinyal *baseband* tersebut terdiri dari sinyal *inphase* dan *quadrature*. *Downconversion* dari RF ini bergantung kepada *setting PLL*.
3. Rx BB Amplifiers : *Receiver Base Band Amplifier*. Amplifier ini terdiri dari 2 bagian, yaitu satu untuk sinyal *inphase* dan satu untuk sinyal *quadrature*. Bagian ini adalah *variable gain amplifier* keduanya diatur dengan nilai *gain* sama yang dapat dimasukkan oleh *user* menggunakan Matlab.
4. RSSI : kepanjangan dari *Receive Signal Strength Indicator*. Blok ini mengukur nilai dari RSSI.
5. ADC I/Q : mengkonversi sinyal analog ke digital untuk sample *inphase* dan *quadrature*.
6. ADC RSSI : mengkonversi sinyal digital ke analog untuk pengukuran RSSI. Data RSSI tersedia di $\frac{1}{4}$ laju data I/Q.
7. Rx I/Q Buffer : tempat penyimpanan sample yang diterima baik dalam bentuk *inphase* maupun *quadrature*.
8. RSSI Buffer : tempat penyimpanan data RSSI.
9. Blok PLL : bertujuan untuk menentukan frekuensi pembawa yang dapat diatur ke salah satu dari 14 kanal wi-fi di band 2.4 Ghz atau 23 saluran di 5 Ghz. Pengaturan ini dapat diatur dari *workspace* matlab.

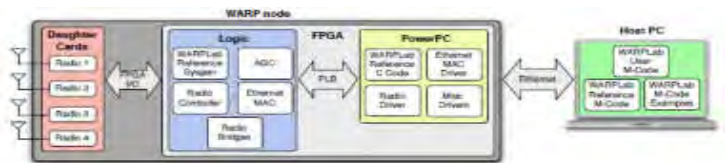
2.6.2 WARP Lab

WARPLab merupakan sebuah kerangka kerja yang digunakan untuk *physical layer*. Penggunaan dari WARPLab memungkinkan kombinasi dari beberapa sistem multi-antena pada pemancar dan penerima. Hal-hal yang berkaitan dengan WARPLab yaitu [14] :

- a. Satu PC atau laptop dapat mengontrol banyak node-node WARP.
- b. MATLAB untuk pemrosesan sinyal.
- c. Pemrosesan tidak real time.

- d. WARP untuk *interface wireless*
- e. Penggunaan channel secara *real time*
- f. Sample yang ditulis pada MATLAB akan disimpan di FPGA. Sample di FPGA akan dikirim melalui udara menggunakan radio-radio yang tersedia.

Secara keseluruhan, arsitektur dari WARPLab diperlihatkan pada gambar 2.16 di bawah ini :



Gambar 2.16 Arsitektur WARPLab [14]

Sementara untuk aliran kerja dari WARPLab diperlihatkan pada gambar 2.17

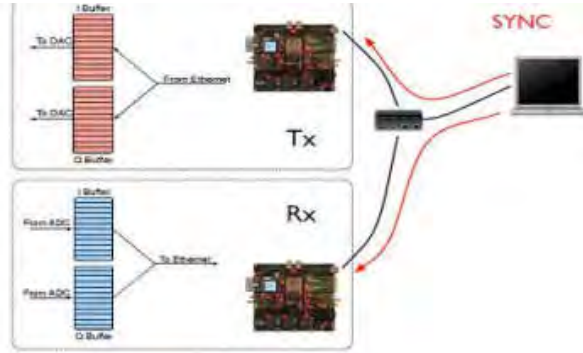
Pada gambar ditunjukkan aliran kerja WARP yaitu sebagai berikut :

- a. Inisialisasi node-node dan setting radio
- b. Download vector Tx
- c. Enable jalur Tx atau Rx
- d. Mesin utama Tx atau Rx dalam keadaan diam
- e. Mentrigger transmisi dan melakukan *capture*
- f. Menerima vector Rx

Gamabr 2.17 menunjukkan aliran dari penampakan WARPLab. Untuk spesifikasi dari WARPLab 7 yang digunakan dalam pengerjaan tugas akhir ini adalah sebagai berikut :

- a. Paket “sniffing” logika (compatible dengan WARP v3)
- b. 10x pengurangan jitter ‘node-to-node’ dalam memulai siklus Tx/Rx
- c. Siklus Tx/Rx mulai lebih cepat yaitu sekitar 12 mikro second
- d. Mendukung untuk frame Ethernet sampai sekitar 9014 byte, sehingga meningkatkan performance secara signifikan.

- e. Default buffer sekitar 215 (32k) sampel (durasi 800 micro second per siklus Tx/Rx)



Gambar 2.17 WARPLab Flow [14]

2.6.3 Kompleksitas ADC pada WARP

Penyebab rentanya terjadi distorsi nonlinear pada implementasi OFDM di WARP adalah nilai PAPR tinggi yang menyebabkan kompleksitas dari *Analog to Digital Converter* (ADC) pada *receiver* OFDM meningkat. Ada dua macam eror yang disebabkan oleh kompleksitas ADC tersebut, yaitu [15] :

a. *Quantization Error*

Eror ini terjadi ketika gain α lebih kecil dari nilai optimum level RF *power amplifier*. Bisa dituliskan dalam persamaan sebagai berikut 2.25 [15] :

$$|r_a(kT_s)| < M + \frac{q}{2} \quad (2.25)$$

Di mana r_a adalah sinyal keluaran dari demodulator, k adalah waktu diskrit, T_s sebagai sinyal masukan yang disampling, M adalah nilai maksimum dari range ADC dan q adalah ukuran *quantizer*

b. Clipping Error

Eror ini terjadi ketika gain α lebih besar dari nilai optimum level RF *power amplifier*. Bisa dituliskan dalam persamaan 2.26 sebagai berikut [15] :

$$|r_a(kT_s)| > M + \frac{q}{2} \quad (2.26)$$

[Halaman Ini Sengaja Dikosongkan]

BAB 3

PERANCANGAN DAN IMPLEMENTASI

Pada bab 3 dijelaskan mengenai tahapan-tahapan dalam pembuatan tugas akhir. Pembahasan terkait metodologi dalam perancangan sistem OFDM dengan reduksi PAPR menggunakan teknik PTS dan sistem OFDM tanpa reduksi PAPR. Desain sistem komunikasi OFDM yang dibangun dalam tugas akhir ini dibatasi hanya dengan 2 node dan menggunakan komunikasi SISO (*Single Input Single Output*).

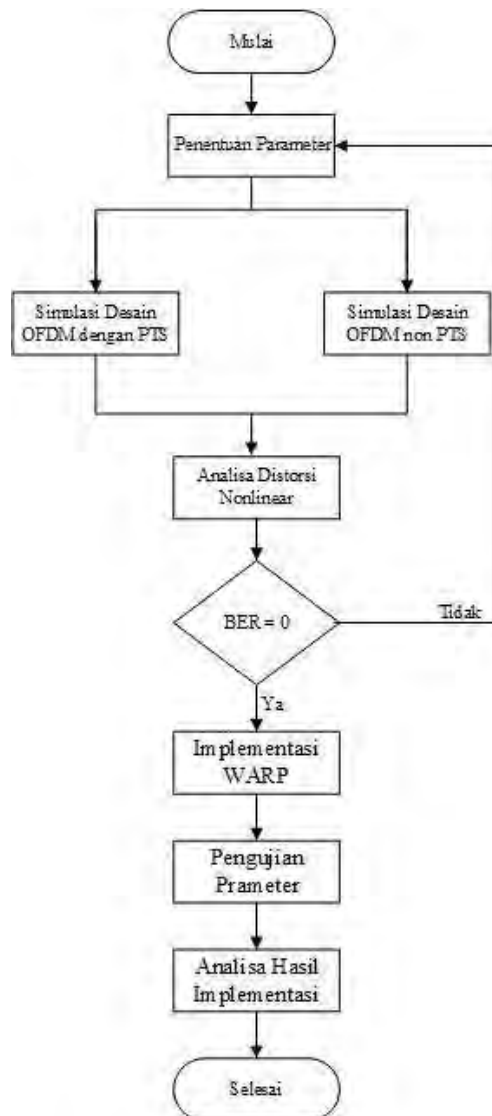
3.1 Alur Perancangan dan Implementasi Sistem

Pada tugas akhir ini langkah awal sebelum program diimplementasikan di WARP adalah membuat perancangan simulasi pada MATLAB agar dapat mengetahui sistem dapat berjalan dengan benar. Sistem dapat dikatakan berjalan jika jumlah bit dikirim sama dengan jumlah bit yang diterima.

Pada simulasi untuk pemodelan kanal menggunakan *Additive White Gaussian Noise* (AWGN) yang diberikan distorsi nonlinear menggunakan model Saleh. Pengaruh distorsi nonlinear digunakan sebagai pembanding antara desain sistem OFDM menggunakan teknik PTS untuk mereduksi PAPR dan sistem OFDM tanpa metode reduksi PAPR. Untuk lebih jelasnya alur perancangan dan implementasi sistem OFDM dijelaskan pada gambar 3.1.

3.2 Parameter Implementasi Sistem OFDM

Penentuan parameter dalam implementasi sistem OFDM pada WARP terlebih dahulu dilakukan untuk mendapatkan hasil yang optimal dalam pengukuran. Parameter yang ditentukan ini berlaku untuk kedua kondisi yaitu pertama implementasi sistem OFDM menggunakan teknik reduksi PAPR yaitu teknik PTS dan kedua implementasi sistem OFDM tanpa teknik reduksi PAPR. Tabel 3.1 menunjukkan parameter yang digunakan :



Gambar 3.1 Diagram Alur Perancangan dan Implementasi Sistem

Tabel 3.1 Parameter Implementasi Sistem OFDM

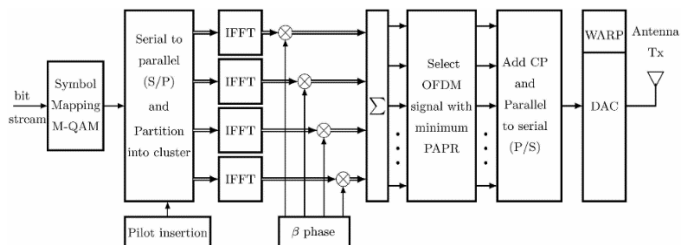
Parameter	Besaran
Jumlah Simbol OFDM	90
Panjang <i>Cyclic Prefix</i>	16
Jumlah <i>subcarrier</i>	64
Payload	48
Pilot	4
Null	12
Interpolasi	2 kali
Modulasi	M-QAM

3.3 Implementasi Sistem OFDM Menggunakan PTS

Seperti yang telah dijelaskan pada bab 2 mengenai blok diagram dari implementasi sistem OFDM menggunakan teknik PTS maka pada sub bab ini akan dijelaskan menjadi dua bagian yaitu bagian *transmitter* dan *receiver*.

3.3.1 Bagian Transmitter

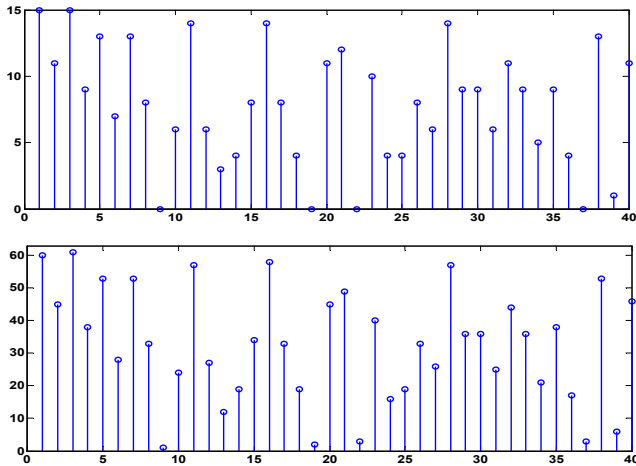
Pada bagian *transmitter* terdiri dari beberapa bagian seperti data yang dibangkitkan, proses mapping, *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT), partisi sub-block hingga dipilih nilai PAPR terendah, proses penambahan *cyclic prefix* hingga akhirnya sinyal diubah ke dalam bentuk analog dan ditransmisikan melalui kanal WARP. Uraian dari blok diagram bagian pemancar OFDM pada gambar 3.2 dijelaskan pada sub bab berikut.



Gambar 3.2 Blok Diagram OFDM bagian pemancar

3.3.1.1 Pembangkitan informasi secara acak

Pertama kali sinyal dibangkitkan secara acak dengan fungsi *randi* pada MATLAB. Dengan modulasi yang dipilih adalah M-QAM maka data acak yang dibangkitkan bernilai 0 sampai 15 untuk 16-QAM dan 0 sampai 63 untuk 64-QAM. Satu simbol acak yang dibangkitkan oleh proses ini berisi 2 bit informasi dari nilai desimalnya. Hasil pembangkitan sinyal ditunjukkan pada gambar 3.3.



Gambar 3.3 Stem Bit Informasi (a) 16-QAM (b) 64-QAM

3.3.1.2 Mapping M-QAM

Setiap simbol acak yang sudah dibangkitkan kemudian masuk dalam proses *mapping* sesuai dengan modulasi yang digunakan. Untuk modulasi M-QAM dengan beda fasa 90 derajat maka *scatter plot* terdiri dari dua bagian yaitu *in-phase* dan *quadrature*. Jadi untuk satu simbol OFDM akan *dimapping* dan diubah nilainya menjadi bilangan kompleks. Untuk contoh nilai simbol *mapping* 4 bit informasi dari modulasi 16-QAM dapat dilihat pada tabel 3.2

Tabel 3.2 Nilai Simbol Mapping 16-QAM

Bit Informasi	Simbol	Nilai Simbol
0000	S_1	$-0.9487+0.9487i$
0010	S_2	$-0.9487+0.3162i$

Tabel 3.3 Nilai Simbol Mapping 16-QAM

Bit Informasi	Simbol	Nilai Simbol
0011	S_3	$-0.9487-0.9487i$
0001	S_4	$-0.9487-0.3162i$
0100	S_5	$-0.3162+0.9487i$
0101	S_6	$-0.3162+0.3162i$
0110	S_7	$-0.3162-0.9487i$
0111	S_8	$-0.3162-0.3162i$
1000	S_9	$0.9487+0.9487i$
1001	S_{10}	$0.9487+0.3162i$
1010	S_{11}	$0.9487-0.9487i$
1011	S_{12}	$0.9487-0.3162i$
1100	S_{13}	$0.3162+0.9487i$
1101	S_{14}	$0.3162+0.3162i$
1110	S_{15}	$0.3162-0.9487i$
1111	S_{16}	$0.3162-0.3162i$

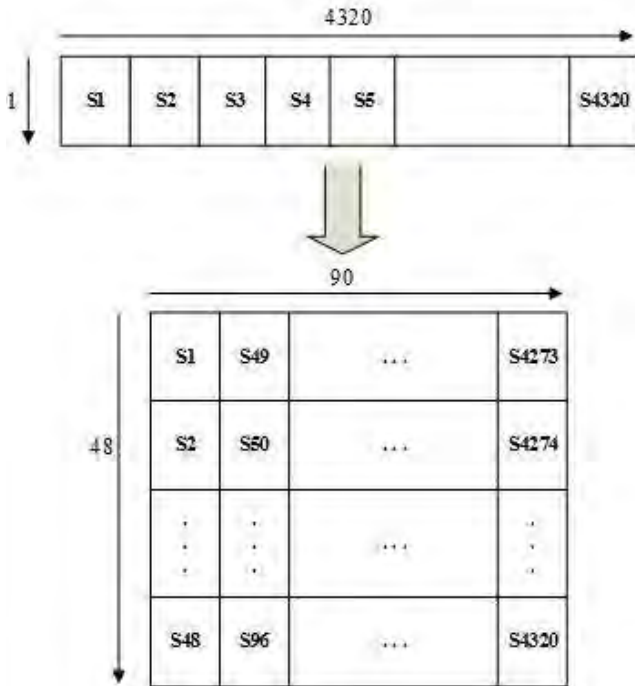
3.3.1.3 Serial to paralel dan partisi blok

Setelah *dimapping*, bentuk input awal serial 1 x 4320 dikonverikan ke dalam bentuk paralel menjadi 48 x 90 seperti ilustrasi yang ada pada gambar 3.4. Kemudian penyisipan pilot ditambahkan pada *subcarrier* nomer 8, 22, 44, 58 dan sisanya digunakan sebagai tempat dari informasi namun pengecualian untuk *subcarrier* 0 atau DC tidak digunakan untuk menghindari masalah dengan sirkuit RF dan ADC. Untuk tipe pilot yang digunakan dalam tugas akhir ini adalah tipe *comb*.

Sebelum masuk IFFT terjadi partisi sub-block. Hal ini yang membedakan dengan proses skema OFDM tanpa teknik reduksi PAPR. Dengan metode PTS, blok data masukan simbol OFDM dibagi menjadi $M=4$ sub-block. Untuk tugas akhir ini terdapat 64 *subcarrier* maka blok pertama berisi data informasi dari *subcarrier* ke 1-16 dan *subcarrier* 17-64 bernilai zeros. Untuk blok kedua data informasi ditempatkan di *subcarrier* ke 17-32 sedangkan *subcarrier* 1-16 dan 33-64 bernilai zeros. Blok ketiga *subcarrier* yang ada data informasi ada di nomer 33-48 dan *subcarrier* ke 1-32 dan 49-64 berisi zeros. Blok keempat data informasi diletakkan di *subcarrier* ke 49-64 dan *subcarrier* 1-48 bernilai zeros.

Teknik skema partisi sub-block seperti itu dikenal dengan *adjacent partition scheme*. Secara matematis dinotasikan seperti persamaan 3.1.

$$X^{(4)} = [X_0^{(1)} X_1^{(2)} X_2^{(3)} X_3^{(4)}] \quad (3.1)$$



Gambar 3.4 *Konversi Serial to Parallel*

3.3.1.4 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) dan Faktor Fase

Partisi sub-block tadi masuk ke proses IFFT untuk mengubah sinyal dalam domain frekuensi ke dalam domain waktu. Pada tugas akhir ini menggunakan 4 blok IFFT dengan faktor fasa, $b = [1 \ -1 \ j \ -j]$. Jadi setiap sub-block diberikan faktor fasa secara acak sehingga ada 256 (4^4) probabilitas nilai PAPR. Oleh karena itu, sebelum sinyal ditransmisikan

dipilih nilai b optimum yang memiliki nilai PAPR paling rendah sehingga dapat mengurangi terjadinya distorsi nonlinear pada sinyal OFDM.

3.3.1.5 *Penambahan cyclic prefix dan Parallel to Serial*

Penempatan *cyclic prefix* di dalam sinyal OFDM diambil dari 25 % ukuran data satu simbol OFDM. Jika diketahui satu simbol OFDM memiliki ukuran 64 maka *cyclic prefix* yang digunakan sebesar 16. Peletakkan dari *cyclic prefix* diambil dari salinan akhir *subcarrier* dari 49 sampai 64 dan diletakkan di awal frame.

Sebelum ditransmisikan melalui kanal WARP maka data paralel dikonversikan dulu menjadi data serial melalui *parallel to serial converter*. Setelah itu ada penambahan preamble berupa simbol-simbol yang berguna untuk proses korelasi. Korelasi yang dimaksud yaitu estimasi kanal dan penentuan simbol pertama pada frame OFDM yang akan dikirim sehingga dapat dideteksi oleh penerima.

Preamble terdiri dari *Short Training Symbol* (STS), *Long Training Symbol* (LTS) serta *Guard Interval* (GI) yang dapat dilihat susunannya pada gambar 3.4. Jumlah *preamble* yang digunakan terdiri dari 30 STS dengan GI dan 2 LTS. Untuk setiap 1 ukuran STS yaitu 1x64, 1 ukuran LTS yaitu 1x64, dan ukuran GI adalah setengah dari LTS yaitu 1x32. Sehingga total ukuran *preamble* yaitu 1x 640. Sebagai catatan sebelum STS dan LTS dijadikan sebagai tambahan untuk *preamble* maka harus melalui proses IFFT terlebih dahulu agar menjadi domain waktu.

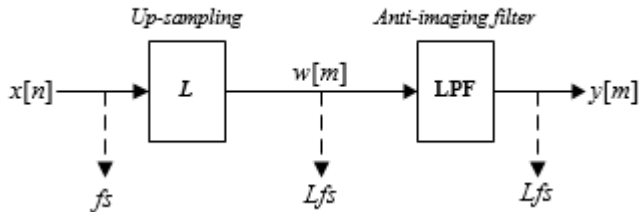


Gambar 3.5 Susunan Preamble

3.3.1.6 *Interpolasi*

Interpolasi berfungsi untuk mencegah eror yang terjadi pada sinyal OFDM ketika diimplementasikan pada WARP. Kanal *wireless* yang ada

pada modul WARP tersebut rentan terhadap frekuensi selektif. Oleh karena itu, diperlukan suatu proses interpolasi.



Gambar 3.6 Proses Interpolasi

Ada dua proses yang terjadi pada tahap interpolasi yaitu *Up-Sampling* dan *Low Pass Filter* (LPF). Untuk tahap *Up-Sampling* ukuran L harus lebih dari satu dan semakin besar nilai L maka data yang dikirim dalam satu frame semakin sedikit. Sedangkan tahap LPF berfungsi untuk memfilter sinyal hasil dari *up-sampling*.

Selanjutnya sinyal dinormalisasi pada range $+1$ dan -1 agar bisa mengoptimalkan DAC yang ada pada WARP.

3.3.1.7 DAC on WARP

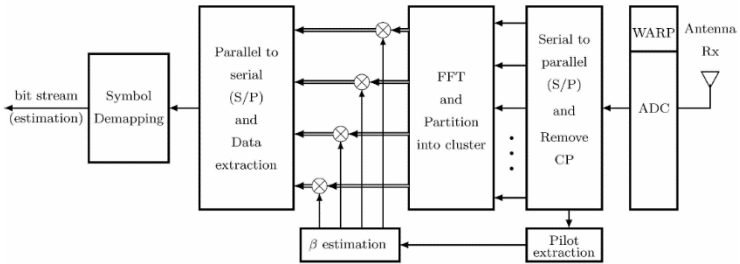
Setelah sinyal dinormalisasi maka sinyal tersebut dikirimkan ke *buffer transmitter* melalui *Ethernet*. Sinyal OFDM yang dikirimkan dalam bentuk kompleks *inphase* (untuk nilai *real*) dan *quadrature* (untuk nilai *imaginer*).

Dalam tugas akhir ini menggunakan dua node untuk melakukan komunikasi. Setelah sinyal disimpan dalam *buffer Tx*, maka kedua node harus dalam keadaan aktif atau *enable*. Proses komunikasi diawali dengan mengirimkan paket trigger kepada semua node secara bersamaan. Ketika node Tx sudah dalam keadaan aktif maka siap mengirimkan sinyal yang ada di *buffer* dan node Rx siap menerima sinyal yang dikirimkan. Sinyal yang diterima tadi disimpan dalam *buffer Rx* dan baru bisa dibaca

datanya. Untuk ukuran *buffer* di WARP adalah 2^{14} atau sebanyak 16384 sampel.

3.3.2 Bagian Receiver

Pada bagian penerima terdiri dari beberapa bagian seperti proses *remove cyclic prefix*, *Fast Fourier Transform* (FFT) serta partisi sub-block, proses *demapping*, hingga akhirnya sinyal diubah ke dalam bentuk bit seperti saat dibangkitkan. Jika ada kesalahan pengiriman simbol maka bisa menyebabkan terjadinya *bit error rate*. Untuk uraian dari blok diagram bagian penerima OFDM pada gambar 3.7 dijelaskan pada sub bab berikut.



Gambar 3.7 Blok Diagram OFDM bagian penerima

3.3.2.1 Desimasi

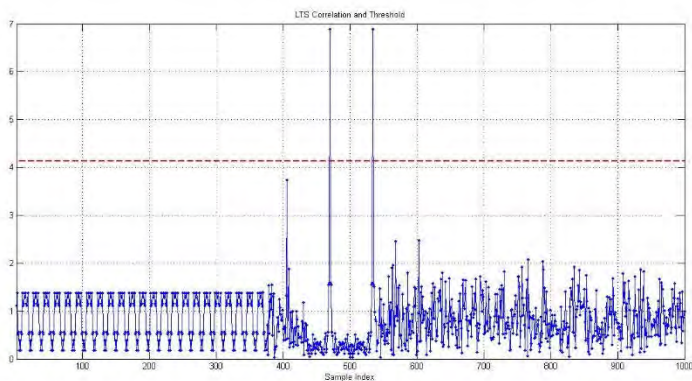
Pada Desimasi adalah kebalikan dari proses interpolasi hanya berbeda di proses *up sampling*. Jadi jika dalam proses desimasi yang terjadi adalah proses *down sampling* dengan variable M. Maka nilai dari variable L dan M harus sama.

Proses selanjutnya adalah *cross correlation* untuk sinkronisasi sinyal OFDM antara *preamble* yang ditambahkan di *transmitter* dengan *preamble* yang diterima oleh frame. Proses ini bertujuan untuk estimasi kanal dan menentukan simbol pertama dari frame OFDM. Rumus untuk *cross correlation* ada pada persamaan 3.2 sebagai berikut :

$$C(n) = \sum_{l=0}^M \sum_{k=1}^N r(lN + k + n)s(lN + k) \quad (3.2)$$

Diketahui untuk r adalah keseluruhan *preamble* pada penerima, s adalah satu LTS, N adalah panjang dari data OFDM, dan M adalah jumlah dari LTS yang di *cross correlation*.

Jadi sinyal yang diterima dikorelasi dengan LTS yang ada pada pemancar di mana *preamble* pada *transmitter* memiliki dua buah LTS sehingga dihasilkan dua nilai puncak pada korelasi LTS tersebut.



Gambar 3.8 Proses Korelasi LTS

Pada gambar 3.8 bisa dilihat proses korelasi LTS sinyal OFDM pada penerima. Terdapat dua nilai puncak LTS yaitu pada sample ke 470 dan ke 534. Untuk sample ke 470 menandakan simbol pertama pada frame OFDM. Sedangkan selisih di antara kedua puncak LTS memberikan informasi mengenai jumlah sampel dalam 1 buah LTS yaitu sebanyak 64. Pada tiap pengukuran untuk letak puncak LTS tidak pernah sama namun dari hasil itu bisa dilihat letak simbol pertama OFDM pada sampel ke berapa.

3.3.2.2 *Serial to Parallel dan Remove Cyclic Prefix*

Proses selanjutnya adalah mengubah bentuk frame dari serial ke ^{paralel} dan menghilangkan *cyclic prefix* yang sudah disisipkan di pemancar. Matriks serial diubah kembali seperti awal menjadi matriks paralel 64x90. Selanjutnya menghilangkan *cyclic prefix* dan matriks menjadi 48x90. Matriks 48x90 tersebut adalah matriks yang berisi data informasi.

3.3.2.3 FFT (Fast Fourier Transform) dan Blok Partisi

FFT adalah proses kebalikan dari IFFT. Dalam proses FFT domain waktu diubah kembali ke domain frekuensi dan terjadi partisi blok karena adanya implementasi teknik reduksi PAPR. Partisi blok dibagi menjadi empat sub-block sesuai dengan partisi blok pada saat terjadi proses IFFT.

Jika di awal sub-block dikalikan dengan faktor fasa maka dalam proses FFT ini sub-block kembali dikalikan dengan *conjugate* faktor fasa. Hal itu dilakukan untuk mengestimasi kanal yang didapatkan dari proses korelasi LTS dan *error phase* dengan menggunakan pilot. Proses ini biasa disebut dengan proses *equalizer*.

3.3.2.4 Demapping

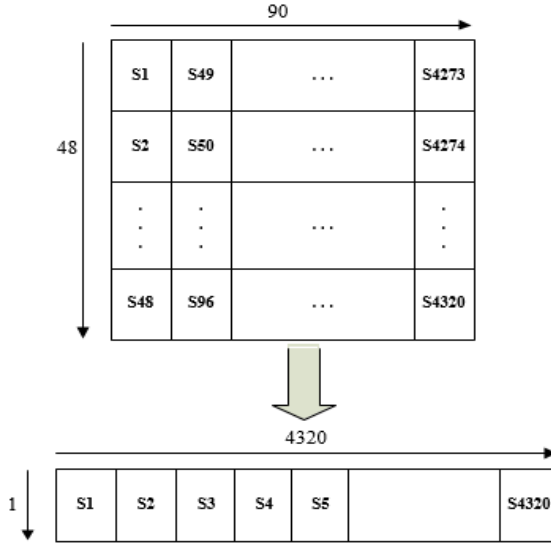
Sebelum memasuki suatu proses *demapping* atau demodulasi untuk M-QAM, data informasi yang semula parallel dikonversi terlebih dulu menjadi serial seperti ilustrasi pada gambar 3.9. Proses demapping bertujuan untuk mengubah deretan simbol OFDM menjadi bit-bit informasi kembali. Keluaran dari bit informasi tersebut dapat digunakan untuk mengetahui nilai BER (*bit error rate*) atau kesalahan bit yang diterima pada *receiver* dibandingkan dengan bit informasi yang dibangkitkan pada *transmitter*.

3.3.2.5 Estimasi Kanal

Dalam implementasi OFDM pada WARP, proses estimasi di penerima merupakan proses yang sangat penting untuk mengatasi terjadinya kesalahan bit yang diterima oleh *receiver* salah satunya adalah estimasi kanal.

Estimasi kanal digunakan untuk ekualisasi tiap simbol OFDM yang ada pada sinyal terima. Proses estimasi kanal ini menggunakan metode estimasi kanal *Least-Square* (LS). Secara matematis satu buah LTS yang sudah melalui proses FFT dinotasikan dengan R_{lk} ($l = 0,1$) dan dirumuskan dalam bentuk W_{lk} ditambah dengan hasil perkalian dari LTS pada pemancar dan kanal H_{lk} .

$$R_{lk} = H_{lk} d_{lk} + W_{lk} \quad (3.3)$$



Gambar 3.9 Konversi Paralel ke Serial

Estimasi kanal digunakan untuk ekualisasi tiap simbol OFDM yang ada pada sinyal terima. Proses estimasi kanal ini menggunakan metode estimasi kanal *Least-Square* (LS). Secara matematis satu buah LTS yang sudah melalui proses FFT dinotasikan dengan R_{lk} ($l = 0,1$) dan dirumuskan dalam bentuk W_{lk} ditambah dengan hasil perkalian dari LTS pada pemancar dan kanal H_{lk} .

$$R_{lk} = H_{lk} d_{lk} + W_{lk} \quad (3.3)$$

Persamaan estimasi kanal dengan metode LTS berdasarkan [16] bisa dilihat pada persamaan 3.3. Setelah proses estimasi kanal selesai, maka proses selanjutnya adalah ekualisasi terhadap payload (total keseluruhan simbol OFDM) menggunakan persamaan 3.4 berikut [17]

$$\widehat{H}_k = \frac{1}{2} (R_{0k} + R_{1k}) \frac{1}{d_k} \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2} (H_k d_k + W_{0k} + H_k d_k + W_{1k}) \frac{1}{d_k} \\
&= H_k + \frac{1}{d_k} \frac{(W_{0k} + W_{1k})}{2}
\end{aligned}$$

3.4 Koreksi CFO, Phase Error, dan SFO

Ada tiga proses koreksi eror yang digunakan dalam implementasi sistem OFDM pada WARP yaitu :

a. *Carrier Frequency Offset (CFO)*

Adanya perbedaan frekuensi *carrier* yang terjadi pada pemancar dan penerima menyebabkan eror sehingga sistem perlu dikoreksi menggunakan CFO. Jika tidak dikoreksi akan menyebabkan inter carrier interference (ICI). Koreksi CFO dilakukan dalam domain waktu menggunakan teknik perbandingan dua *sequential preamble training symbols* untuk mengestimasi CFO.

b. *Phase Error*

Dalam sistem OFDM kesalahan fase sering muncul walaupun dalam domain waktu sudah dikoreksi oleh CFO. Namun perlu koreksi juga dalam domain frekuensi untuk mengurangi kesalahan yang disebabkan oleh fase residu. Fase residual bisa terjadi disebabkan oleh adanya karakteristik variasi waktu pada kanal, dampaknya letak simbol-simbol OFDM menjadi tidak tepat. Untuk mengaktifkan koreksi ini caranya dengan mengalikan pilot *subcarrier*. Semua data *subcarrier* di tiap simbol OFDM fasanya dirotasi untuk mencocokkan kesalahan fase residu agar dapat dihindari. Secara matematis perbaikan fasa dilakukan dengan persamaan 3.5 berikut [16] :

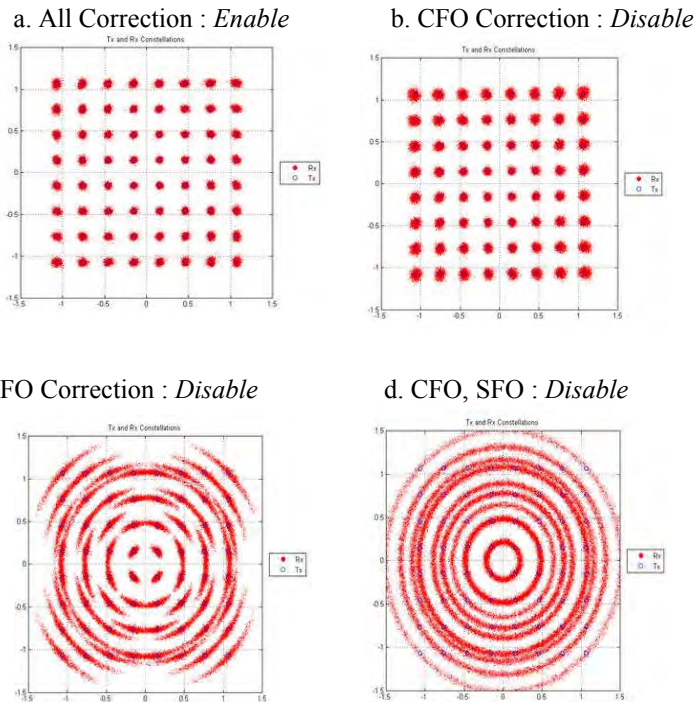
$$s'(k) = s(k)e^{-j\theta} \quad (3.5)$$

Di mana $s'(k)$ adalah sinyal diterima setelah proses koreksi fasa, $s(k)$ adalah sinyal sebelum proses koreksi fasa, θ adalah sudut estimasi fasa.

c. *Sampling Frequency Offset (SFO)*

Perbedaan sampling pada pemancar dan penerima bisa disebabkan oleh perbedaan sampling clock sehingga dapat menyebabkan kesalahan informasi di penerima. Jadi tiap data subcarrier pada tiap simbol OFDM mengalami perbedaan fasa rotasi dengan subcarrier index.

Jika dilihat dari *scatter plot* ada 4 skenario yang bisa digunakan untuk melihat fungsi dari masing-masing koreksi yaitu :



Gambar 3.10 (a) (b) (c) (d) Gambar *Scatter plot* Rx [16]

3.5 Skenario Pengukuran

Pada pengukuran kali ini bertujuan untuk mengetahui kinerja dari teknik reduksi PAPR yang diimplementasikan pada WARP. Pengukuran

dilakukan dalam lingkungan *indoor* dengan variasi gain yang berbeda-beda untuk mendapatkan nilai BER optimum. Nilai optimum dicapai ketika $BER = 0$ atau tidak terjadi error. Selain itu untuk mengetahui kinerja PTS bisa dilihat dari bagian *scatter plot* simbolnya yang dimodelkan dalam model salah.

3.5.1 Model Saleh

Ada beberapa metode yang digunakan untuk memodelkan gangguan nonlinear yaitu *cubic polynomial*, *hyperbolic tangent*, model saleh, model ghorbani, dan model rapp. Model saleh merupakan salah satu parameter yang digunakan untuk mengetahui karakteristik distorsi nonlinear dan digunakan dalam pengukuran tugas akhir ini. Pada gambar 3.11 dapat dilihat contoh gangguan nonlinear yang dimodelkan dengan model saleh pada matlab.

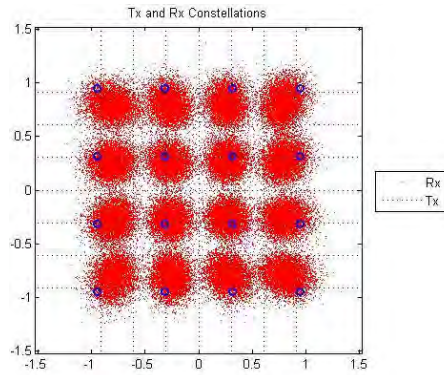
```
%Model Gangguan Nonlinier
hNonlin = comm.MemorylessNonlinearity('Method', 'Saleh model');
tx_vec_air = step(hNonlin, Pa*tx_vec_air. ');
tx_vec_air=tx_vec_air. ';
```

Gambar 3.11 Pemodelan gangguan nonlinear

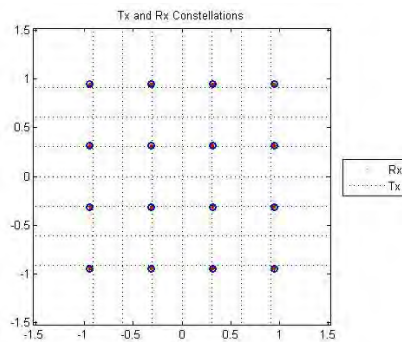
Hasil simulasi matlab dari pemodelan gangguan nonlinear dengan model saleh ditunjukkan pada Gambar 3.12 dan tanpa gangguan nonlinear ditunjukkan pada Gambar 3.13.

Secara umum blok diagram dari model gangguan nonlinear digambarkan pada gambar 3.14. Dari gambar tersebut dijelaskan :

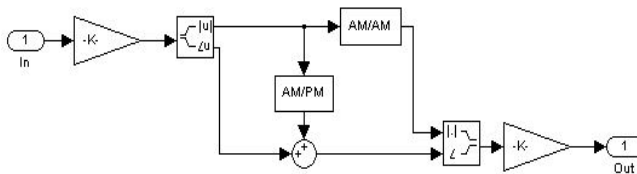
- Sinyal masukan dikalikan dengan faktor gain
- Memisahkan sinyal kompleks antara besaran dan sudut fasa
- Konversi AM/AM digunakan untuk besaran sinyal
- Konversi AM/PM digunakan untuk sudut fasa sinyal
- Mengkombinasikan besaran dan sudut fasa baru menjadi bilangan kompleks kembali dan dikalikan dengan faktor gain.



Gambar 3.12 *Scatter Plot* Gangguan Nonlinear pada Matlab

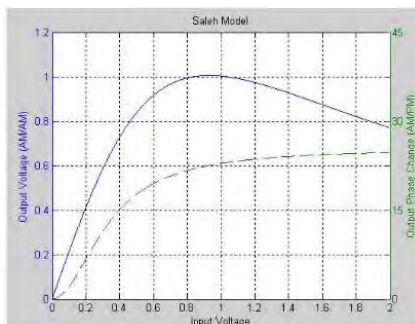


Gambar 3.13 *Scatter Plot* Tanpa Gangguan Nonlinear pada Matlab



Gambar 3.14 Diagram blok gangguan nonlinear [16]

Kurva karakteristik AM/AM dan AM/PM dari metode saleh dapat dimodelkan pada gambar 3.15. Hasil plot menunjukkan daya masukan terhadap daya keluaran untuk AM/AM sedangkan fasa keluaran untuk AM/PM.



Gambar 3.15 Kurva Model Saleh [16]

3.5.2 Setting Parameter pada WARP

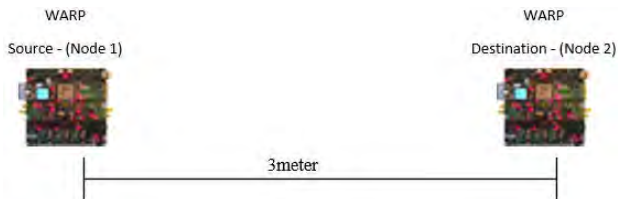
Parameter pada sistem OFDM mengenai jumlah bit, pilot, dll sudah dijelaskan pada sub bab 3.2. Sedangkan implementasi pada modul WARP menggunakan kanal *real*. Sehingga perlu diatur terlebih dahulu agar mendapatkan hasil optimum yang artinya mendapatkan sekecil mungkin nilai BER agar kinerja dari teknik reduksi PAPR dapat dilihat. Berikut merupakan parameter pengukuran pada implementasi WARP ditunjukkan pada tabel 3.3.

Tabel 3.4 Setting Parameter pada WARP

Parameter	Nilai
Jumlah node	2 nodes
Tx Radio Frequency gain	[0:63]
Tx Baseband gain	2
Rx Baseband gain	2
Rx Radio Frequency gain	3
Carrier Channel	11
Frequency	2.4 Ghz

3.5.3 Kondisi Pengukuran

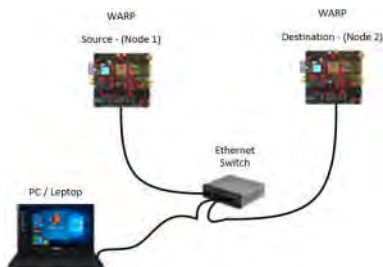
Pengukuran tugas akhir ini dilakukan pada lingkungan *indoor* di dalam ruang B304 dengan kondisi *Line of Sight* atau tanpa penghalang dengan jarak 3meter. Membutuhkan dua node WARP yang digunakan sebagai *source* (node 1) dan *destination* (node 2). Ilustrasi dari skenario pengukuran dapat dilihat pada gambar 3.16



Gambar 3.16 Sketsa Pengukuran *Line Of Sight*

3.6 Integrasi Laptot / PC ke Perangkat WARP

Pengukuran pada tugas akhir ini menggunakan dua node yang dikonfigurasikan sebagai *source* (node 1) dan *destination* (node 2). Proses integrasi dari PC atau laptop ke WARP menggunakan *switch ethernet* yang disambungkan melalui kabel LAN seperti pada gambar 3.17



Gambar 3.17 Integrasi PC / Laptop pada WARP

Cara untuk mengintegrasikan PC / laptop terhubung dengan modul WARP adalah sebagai berikut :

- a. Melalui Ethernet dan kabel LAN yang sudah terhubung di kedua perangkat, pastikan IP Lokal pada PC/laptop sudah diatur.
- b. IP address pada WARP juga diatur sesuai dengan node yang digunakan. Misal menggunakan dua node WARP jadi node 1 diberikan IP 10.0.0.1 dan node 2 diberikan IP 10.0.0.2. Pengaturan IP dilakukan dengan mengubah *dipswitch* pada WARP.
- c. Memastikan kedua perangkat terhubung dengan cara test koneksi ping ke setiap node yang digunakan.
- d. Mengatur WARP pada MATLAB dengan menjalankan program *wl_setup* dan *directory* mengarah pada “M-Code Reference”
- e. Untuk memastikan semua perangkat sudah terhubung dan siap digunakan, bisa dicek dengan command “*wl_initNodes(2)*”.

[Halaman Ini Sengaja Dikosongkan]

BAB 4

ANALISIS HASIL IMPLEMENTASI TEKNIK REDUKSI PAPR PADA WARP

Pada bab ini akan dilakukan pengukuran serta analisis data berdasarkan simulasi dan implementasi pada modul WARP yang parameternya sudah ditentukan pada sub bab 3.6. Ada dua skema yang dianalisa yaitu sistem OFDM menggunakan teknik reduksi PAPR dan sistem OFDM tanpa menggunakan teknik reduksi PAPR.

4.1 Analisis Tanpa Pengaruh Distorsi Nonlinear

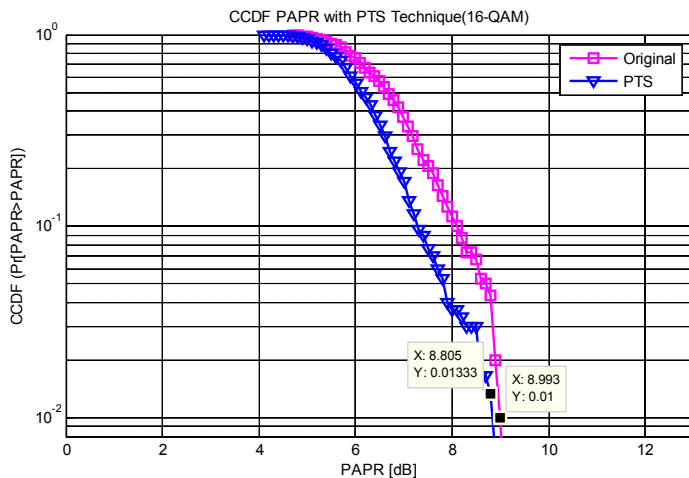
Seperti yang sudah dijelaskan pada sub bab 3.5 mengenai skenario pengukuran. Pada sub bab ini dibahas mengenai kinerja teknik PTS tanpa adanya pengaruh distorsi nonlinear dalam sinyal OFDM. Metode PTS dalam mereduksi PAPR OFDM dilihat dari dua aspek yaitu melalui grafik CCDF dan nilai BER.

4.1.1 Hasil Simulasi Grafik CCDF

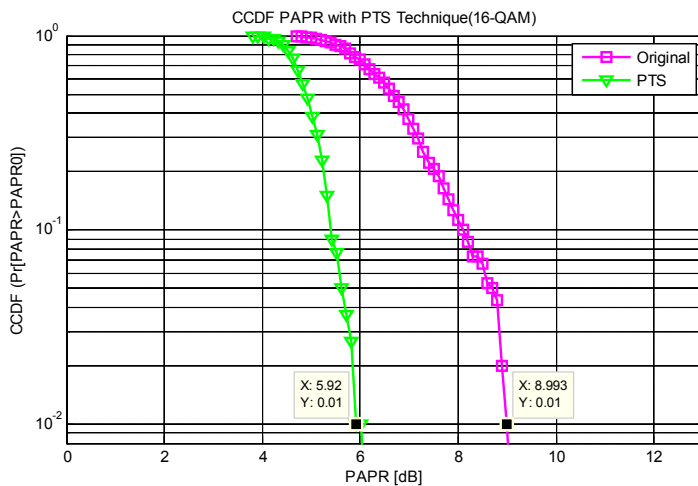
Hasil simulasi menggunakan perangkat lunak MATLAB untuk mengetahui kinerja teknik reduksi PAPR OFDM yaitu menggunakan PTS direpresentasikan pada tabel 4.1 dan 4.2. Parameter yang digunakan dalam pengukuran adalah jumlah simbol OFDM sebesar 300 dengan variasi sub-block 2 dan 4. Perbedaan sub-block diharapkan dapat digunakan untuk mengetahui variasi penurunan nilai PAPR yang akan dianalisa. Oleh karena itu, untuk perbandingan hasil grafik CCDF pada modulasi 16-QAM bisa dilihat pada gambar 4.1, 4.2, sedangkan untuk modulasi 64-QAM bisa dilihat pada gambar 4.3, dan 4.4

Tabel 4.1 Hasil Penurunan Grafik CCDF 16-QAM

Jumlah Sub-block	PAPR OFDM saat CCDF 10^{-2}	PAPR PTS saat CCDF 10^{-2}	Penurunan Nilai PAPR	Prosentase Penurunan PAPR (%)
M=2	8.993	8.805	0.188	2.09 %
M=4	8.993	5.92	3.073	34.17 %



Gambar 4.1 Grafik CCDF untuk 16-QAM Sub-block 2

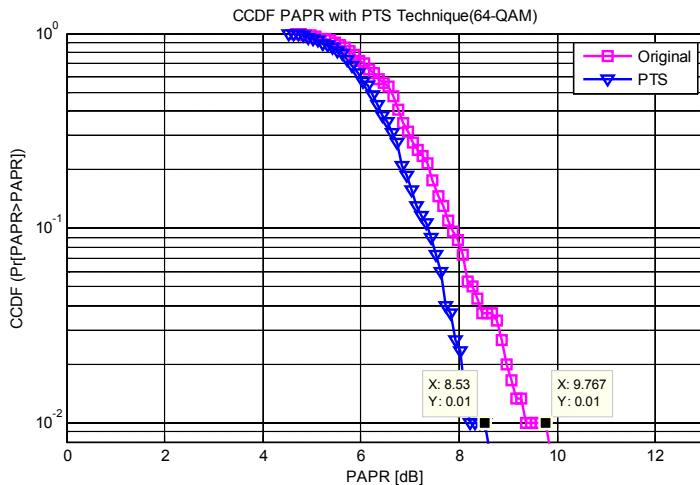


Gambar 4.2 Grafik CCDF untuk 16-QAM Sub-block 4

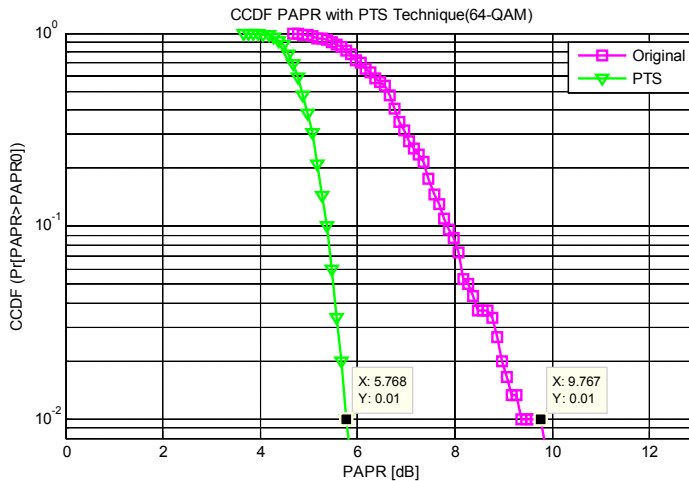
Dari hasil simulasi didapatkan grafik CCDF untuk modulasi 16-QAM dengan variasi sub-block 2 seperti pada gambar 4.1 dan sub-block 4 seperti gambar 4.2. Hasil yang didapatkan dari grafik tersebut untuk sub-block 2 adalah penurunan nilai PAPR pada CCDF 10^{-2} sebesar 0.188 dB dan untuk sub-block 4 sebesar 3.073 dB. Jika diprosentasekan penurunan reduksi PAPR implementasi teknik PTS sebesar 2.09 % untuk sub-block 2 dan sebesar 34.17% untuk sub-block 4. Sehingga dari pengukuran tersebut dapat dilihat bahwa teknik PTS dapat mereduksi nilai PAPR pada sinyal OFDM untuk modulasi 16-QAM.

Tabel 4.2 Hasil Penurunan Grafik CCDF 16-QAM

Jumlah Sub-block	PAPR OFDM saat CCDF 10^{-2}	PAPR PTS saat CCDF 10^{-2}	Penurunan Nilai PAPR	Prosentase Penurunan PAPR (%)
M=2	9.767	8.53	1.237	12.66 %
M=4	9.767	5.768	3.999	40.94 %



Gambar 4.3 Grafik CCDF untuk 64-QAM Sub-block 2



Gambar 4.4 Grafik CCDF untuk 64-QAM Sub-block 4

Sedangkan pada modulasi 64-QAM untuk variasi sub-block yang sama yaitu 2 dan 4. Hasil yang didapatkan dari table 4.2 adalah untuk sub-block 2 penurunan nilai PAPR pada CCDF 10^{-2} sebesar 1.237 dB dan untuk sub-block 4 sebesar 3.999 dB. . Jika diprosentasekan penurunan reduksi PAPR implementasi teknik PTS sebesar 12.66 % untuk sub-block 2 dan sebesar 40.94% untuk sub-block 4. Sehingga dari pengukuran tersebut dapat dilihat bahwa teknik PTS dapat mereduksi nilai PAPR pada sinyal OFDM untuk modulasi 64-QAM terbukti dari plot grafik CCDF pada gambar 4.3 dan 4.4.

Dari kedua skema hasil simulasi pada tabel 4.1 dan 4.2, dapat diambil kesimpulan bahwa nilai PAPR yang tinggi pada OFDM dapat direduksi menggunakan teknik PTS dengan modulasi M-QAM. Selain itu kemampuan reduksi PAPR untuk modulasi 64-QAM lebih besar jika dibandingkan dengan 16-QAM. Hal itu menunjukkan bahwa modulasi 64-QAM lebih baik dalam mereduksi PAPR jika dibandingkan dengan modulasi 16-QAM. Sehingga dapat ditarik kesimpulan bahwa jika semakin besar orde modulasi maka tingkat reduksi PAPR semakin tinggi. Parameter variasi sub-block untuk kedua skema juga mempengaruhi tingkat reduksi PAPR. Tingkat reduksi untuk sub-blck 4 lebih tinggi daripada sub-block 2. Sehingga dapat ditarik kesimpulan bahwa semakin

tinggi jumlah partisi block maka tingkat reduksi PAPR menggunakan metode PTS semakin besar.

4.1.2 Hasil dan Analisis Nilai *Bit Error Rate* (BER)

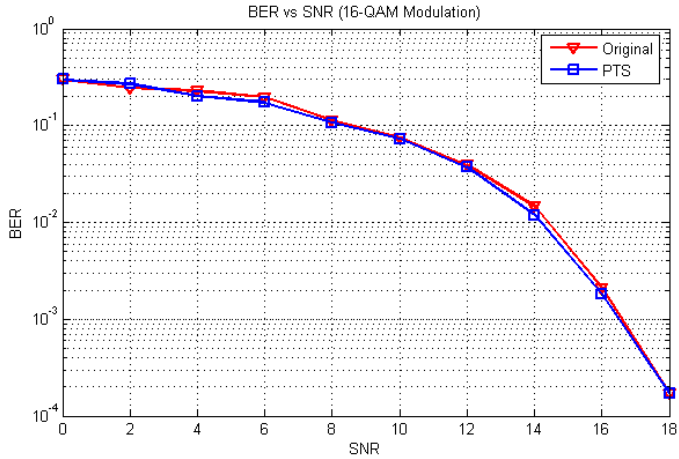
Hasil simulasi menggunakan perangkat lunak MATLAB untuk mengetahui nilai *bit error rate* (BER) dengan variasi SNR pada dua skema OFDM dengan modulasi M-QAM dapat dilihat pada tabel 4.3 dan 4.4. Sedangkan untuk kurva BER dapat dilihat pada gambar 4.5 dan 4.6.

Tabel 4.3 Hasil Simulasi BER dan SNR Tanpa Distorsi 16-QAM

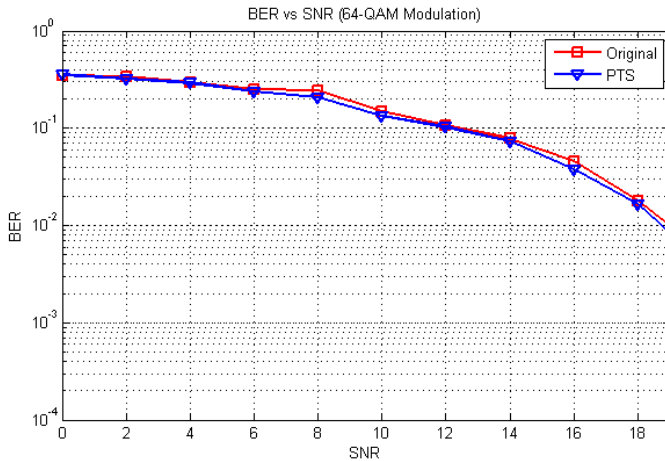
SNR	BER OFDM PTS	BER OFDM
0	0.2983	0.2984
2	0.2453	0.2696
4	0.2293	0.2008
6	0.1965	0.1723
8	0.1138	0.1076
10	0.0754	0.0726
12	0.0392	0.0373
14	0.0146	0.0119
16	0.0021	0.0018
18	0.00017	0.00017

Tabel 4.4 Hasil Simulasi BER dan SNR Tanpa Distorsi 64-QAM

SNR	BER OFDM PTS	BER OFDM
0	0.3551	0.3507
2	0.3202	0.339
4	0.2931	0.2947
6	0.2367	0.2503
8	0.2076	0.2437
10	0.1333	0.1483
12	0.1029	0.1069
14	0.0732	0.0783
16	0.0376	0.0454
18	0.0166	0.0179
19	0.0042	0.0054



Gambar 4.5 Kurva Simulasi BER vs SNR Tanpa Distorsi 16-QAM



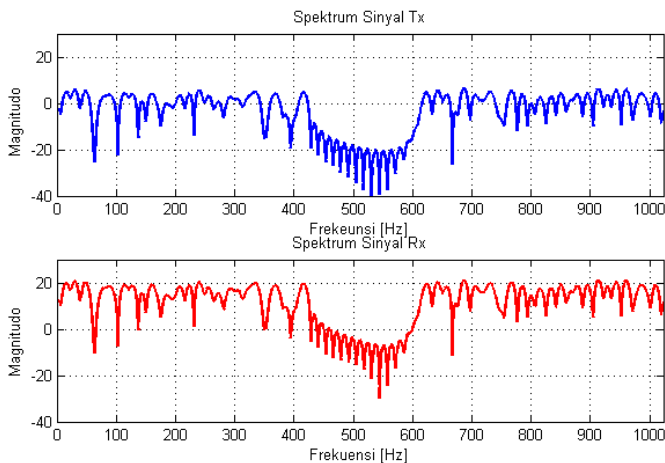
Gambar 4.6 Kurva Simulasi BER vs SNR Tanpa Distorsi 64-QAM

Dari hasil simulasi pada gambar 4.5 dengan menggunakan modulasi 16-QAM, didapatkan hasil BER yang hampir sama untuk kedua

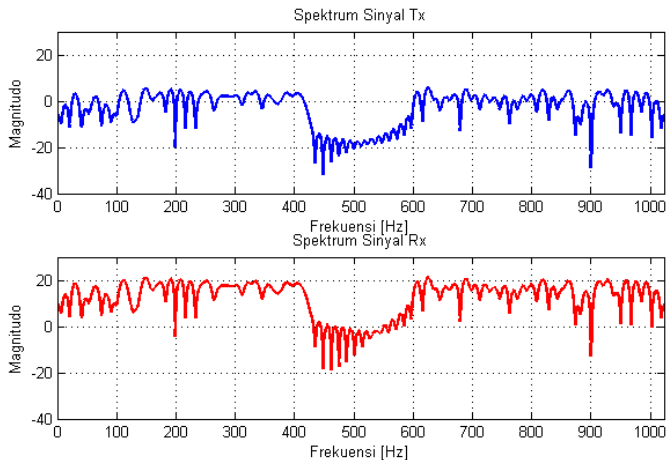
skema tersebut. Hal itu juga berlaku untuk modulasi 64-QAM yang mendapatkan nilai BER hampir sama seperti yang ditunjukkan pada gambar 4.6. Jadi dari hasil simulasi tersebut dapat disimpulkan bahwa untuk kedua skema tersebut teknik PTS yang digunakan dalam mereduksi nilai PAPR pada OFDM secara efisien tidak mengurangi nilai BER. Sehingga dapat ditarik kesimpulan penurunan nilai CCDF dengan teknik PTS tidak mempengaruhi nilai BER pada simulasi.

4.1.3 Hasil Simulasi Spektrum OFDM Tanpa Distorsi

Hasil dari simulasi MATLAB untuk spektrum skema OFDM dapat dilihat pada gambar 4.7 sedangkan skema OFDM dengan teknik PTS dapat dilihat pada gambar 4.8. Tujuan dari simulasi ini untuk mengetahui bentuk spektrum OFDM dengan model tanpa distorsi. Simulasi yang dilakukan dengan cara mengambil spektrum untuk satu simbol OFDM. Perbandingan hasil dari kedua spektrum yang ada di *transmitter* dan *receiver* menunjukkan bentuk sinyal yang dikirim dan diterima tetap sama. Hal itu menunjukkan tidak adanya model gangguan nonlinear pada simulasi sehingga tidak ada sinyal yang teredam. Jadi dalam model tanpa distorsi, dari dua gambar tersebut dapat ditarik kesimpulan bahwa bentuk spektrum sinyal yang dikirim dan diterima tidak mengalami perubahan.



Gambar 4.7 Spektrum OFDM Tanpa Distorsi



Gambar 4.8 Spektrum OFDM-PTS Tanpa Distorsi

4.2 Analisis Pengaruh Distorsi Nonlinear

Pada sub bab ini akan dijelaskan mengenai skenario pengukuran dalam simulasi MATLAB yang sudah diberikan pemodelan distorsi nonlinear. Model distorsi nonlinear yang digunakan adalah model saleh. Pengaruh distorsi nonlinear dalam sinyal OFDM akan dilihat dari tiga aspek yaitu dari nilai BER, *scatter plot*, dan spektrum dari sinyal OFDM.

4.2.1 Hasil dan Analisis Nilai *Bit Error Rate* (BER) dari Simulasi

Hasil pengukuran BER pada sub bab ini masih menggunakan simulasi MATLAB. Pemodelan distorsi nonlinear pada model saleh menggunakan pengali 1, sehingga hasilnya dapat dilihat seperti pada tabel 4.5 dan 4.7. Untuk plot BER dan SNR direpresentasikan pada gambar 4.9 dan 4.10.

Tabel 4.5 Nilai BER dan SNR Modulasi 16-QAM dari Simulasi

SNR	BER OFDM PTS	BER OFDM	Prosentase Penurunan BER (%)
0	0.2981	0.4112	27.50 %
2	0.2677	0.2907	7.91 %
4	0.2143	0.2488	13.86 %

Tabel 4.6 Nilai BER dan SNR Modulasi 16-OAM dari Simulasi

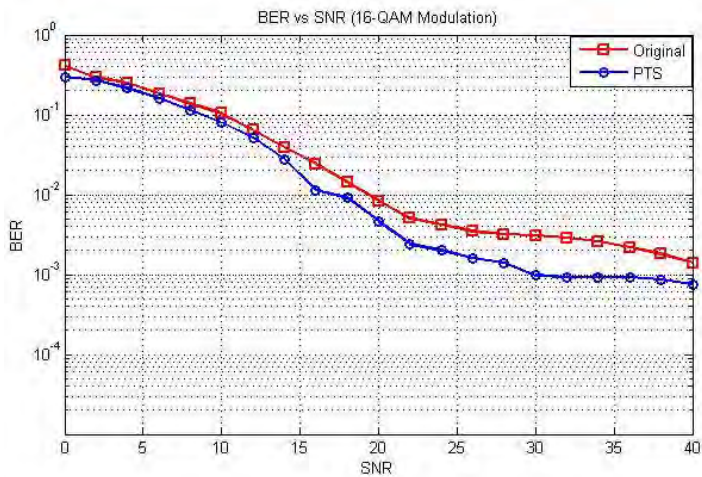
SNR	BER OFDM PTS	BER OFDM	Prosentase Penurunan BER (%)
6	0.1607	0.1844	12.85 %
8	0.1132	0.1369	17.31 %
10	0.0799	0.1047	23.68 %
12	0.0519	0.0646	19.65 %
14	0.0279	0.0392	28.82 %
16	0.0113	0.0242	53.30 %
18	0.0091	0.0142	35.91 %
20	0.0046	0.0084	45.23 %
22	0.0024	0.0051	52.94 %
24	0.002	0.0042	52.38 %
26	0.0016	0.0035	54.28 %
28	0.0014	0.0032	56.25 %
30	0.00098	0.0031	68.38 %
32	0.000925	0.0029	68.10 %
34	0.000925	0.0026	64.42 %
36	0.000925	0.0022	57.95 %
38	0.000868	0.0018	51.77 %
40	0.00075	0.0014	46.42 %

Tabel 4.7 Nilai BER dan SNR Modulasi 64-QAM dari Simulasi

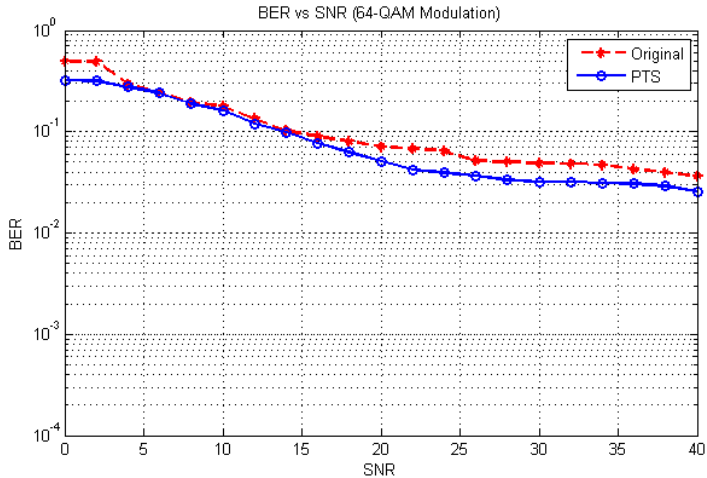
SNR	BER OFDM PTS	BER OFDM	Prosentase Penurunan BER (%)
0	0.3231	0.4956	34.80 %
2	0.3154	0.4929	36.01 %
4	0.2748	0.2955	7.00 %
6	0.2412	0.2441	1.18 %
8	0.1894	0.1962	3.46 %
10	0.1618	0.1777	8.94 %
12	0.1196	0.1348	11.27 %
14	0.0983	0.103	4.56 %
16	0.0765	0.09	15.00 %
18	0.0627	0.0699	10.30 %
20	0.0508	0.0613	17.12 %

Tabel 4.8 Nilai BER dan SNR Modulasi 64-OAM dari Simulasi

SNR	BER OFDM PTS	BER OFDM	Prosentase Penurunan BER (%)
22	0.0449	0.0481	6.65 %
24	0.041	0.044	6.68 %
26	0.0409	0.0418	2.15 %
28	0.037	0.0405	8.64 %
30	0.0339	0.0389	12.85 %
32	0.0334	0.0381	12.33 %
34	0.0331	0.0372	11.02 %
36	0.0328	0.037	11.35 %
38	0.0327	0.0369	11.38 %
40	0.0258	0.0364	29.12 %



Gambar 4.9 Kurva BER dan SNR 16-QAM dari Simulasi



Gambar 4.10 Kurva BER dan SNR 64-QAM dari Simulasi

Dari gambar 4.9 dan 4.10 dapat dilihat bahwa BER dari OFDM dengan teknik PTS grafiknya tampak lebih turun walaupun untuk modulasi 64-QAM penurunannya tidak begitu tajam. Itu artinya BER dari sistem OFDM yang menggunakan teknik reduksi PAPR lebih kecil jika dibandingkan dengan sistem OFDM tanpa teknik reduksi PAPR. Jadi perhitungan BER di sisi penerima dibandingkan dengan bit yang ada di sisi pengirim. Jika terjadi kesalahan bit di penerima maka nilai BER menjadi besar dan juga sebaliknya.

Jika dilihat dari pengaruh SNR (*Signal to Noise Ratio*) dalam pemodelan distorsi nonlinear adalah semakin besar nilai SNR maka BER cenderung semakin kecil. Sehingga semakin besar noise maka SNR makin kecil sehingga kesalahan bit yang diterima di penerima semakin besar.

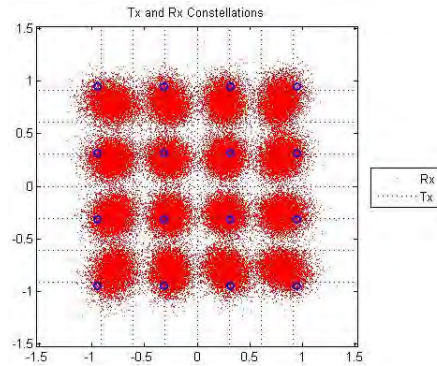
Jadi dari hasil pengukuran tersebut dapat diambil kesimpulan bahwa teknik reduksi PAPR OFDM dapat mengurangi pengaruh dari distorsi nonlinear oleh model saleh. Hal itu dapat ditunjukkan dengan melihat nilai BER pada teknik PTS lebih kecil dibandingkan dengan teknik OFDM pada umumnya.

4.2.2 Analisis Scatter Plot OFDM

Dalam mengetahui pengaruh distorsi nonlinear pada model saleh dapat ditunjukkan melalui *scatter plot* dari sinyal OFDM untuk kedua modulasi yang digunakan. Untuk parameter yang disimulasikan pada MATLAB ditunjukkan pada tabel 4.9.

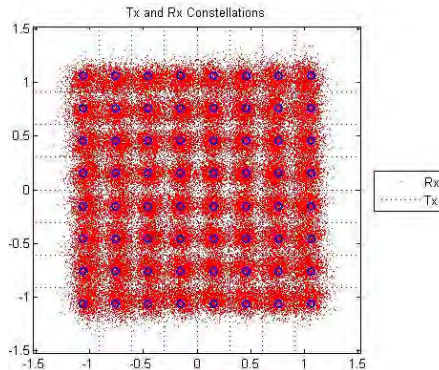
Tabel 4.9 Parameter Scatter Plot Simbol OFDM

Modulasi	Pengali Distorsi	Jumlah Simbol	Koreksi	SNR	BER
16-QAM	1	2000	Aktif	100	0.00078
64-QAM	1	2000	Aktif	100	0.0255



Gambar 4.11 Scatter plot Distorsi Nonlinear 16-QAM dari Simulasi

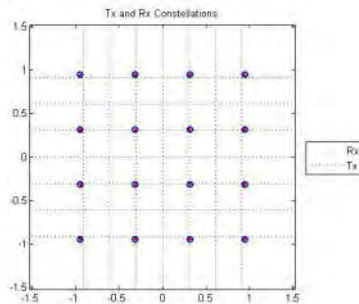
Pada gambar 4.11 dan 4.12 menunjukkan hasil simulasi *scatter plot* dari simbol OFDM akibat pengaruh distorsi nonlinear dari model saleh. *Scatter plot* digunakan untuk melihat gambaran mengenai wilayah deteksi simbol pada sistem OFDM yang telah diberikan gangguan model saleh. Bentuk *scatter plot* yang dihasilkan merupakan perbandingan antara simbol yang diterima dan dipancarkan yang telah melalui estimasi kanal maupun fasa eror.



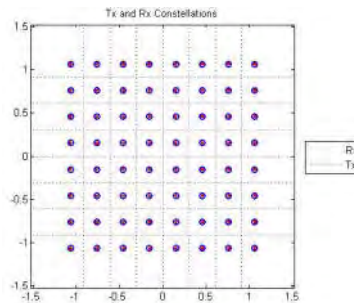
Gambar 4.12 *Scatter plot* Distorsi Nonlinear 64-QAM dari Simulasi

Hasil *scatter plot* yang didapatkan pada penerima yaitu *scatter plot* simbol OFDM terlihat berdekatan satu sama lain dan terjadi persebaran dari pengirim (titik biru) tidak rata. Jadi *scatter plot* yang diterima tidak tepat berada pada daerah *decision area* sehingga menimbulkan nilai BER tidak sama dengan 0. BER yang di dapat untuk modulasi 16-QAM adalah 0.00078 dan modulasi 64-QAM adalah 0.0255. Kondisi dari parameter untuk simulasi ini, nilai SNR sudah diatur dengan nilai 50 yang artinya dengan nilai SNR tinggi maka nilai BER yang didapatkan kecil karena nilai SNR dan BER berbanding terbalik. Semakin tinggi nilai SNR maka BER yang dihasilkan semakin kecil. Oleh karena itu, menurut hasil pengukuran untuk simulasi pada MATLAB nilai BER yang tinggi dan *scatter plot* yang menyebar itu merupakan pengaruh dari distorsi nonlinear yang sudah dimodelkan dalam sistem OFDM pada MATLAB dengan menggunakan kanal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*).

Sehingga dari dua skema tersebut dapat diambil kesimpulan bahwa terdapat pengaruh dari pemodelan distorsi nonlinear menggunakan model saleh terhadap *scatter plot* simbol OFDM. Ciri dari *scatter plot* dengan distorsi nonlinear hasilnya lebih menyebar dan tidak tepat jatuh di daerah penerima sedangkan *scatter plot* tanpa distorsi nonlinear hasilnya tepat di daerah *decision area* dibuktikan dengan nilai BER yang sama dengan nol.



Gambar 4.13 *Scatter plot* Tanpa Distorsi 16-QAM dari Simulasi



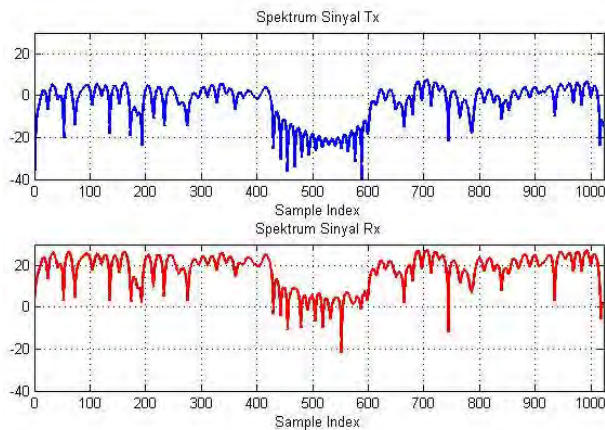
Gambar 4.14 *Scatter plot* Tanpa Distorsi 64-QAM dari Simulasi

4.2.3 Analisis Spektrum OFDM Dengan Distorsi

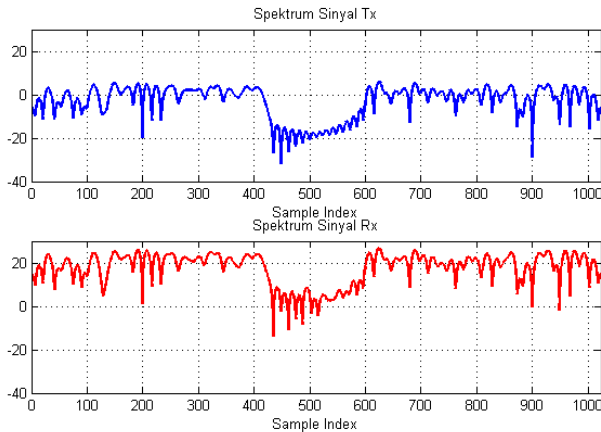
Hasil dari simulasi MATLAB dengan model distorsi nonlinear untuk spektrum skema OFDM dapat dilihat pada gambar 4.15 sedangkan skema OFDM dengan teknik PTS dapat dilihat pada gambar 4.16. Jika hasil spektrum yang ada pada *transmitter* dan *receiver* untuk kedua skema tersebut dibandingkan maka terjadi perubahan bentuk.

Oleh karena itu, pengaruh adanya distorsi nonlinear mempengaruhi bentuk sinyal yang diterima. Untuk perbedaan kedua skema jika dibandingkan yaitu teknik PTS terlihat lebih tahan terhadap noise daripada teknik OFDM. Jadi hasil skema OFDM bentuk sinyal yang

diterrima pada penerima mengalami banyak perubahan yang artinya terdapat distorsi yang tidak dapat diredam. Jika diamati dari sisi *receiver*, terjadi kenaikan spektrum pada kedua skema yang disebabkan oleh distorsi *out of band*. Perbedaan antara kedua skema terhadap pengaruh kenaikan spektrum adalah jarak kenaikan spektrum dengan skema PTS lebih besar jika dibandingkan dengan skema OFDM biasa. Kenaikan amplitudo dengan skema PTS pada sinyal terima sebesar 14.73 dan pada skema OFDM sebesar 11.7. Jadi dari hasil simulasi spektrum dengan distorsi nonlinear dapat diambil kesimpulan bahwa teknik PTS lebih tahan terhadap noise dan dapat mengurangi distorsi *out of band* yang merupakan efek dari model saleh. Hal itu ditunjukkan dengan jarak kenaikan spektrum lebih besar dibandingkan spektrum OFDM tanpa teknik reduksi PAPR.



Gambar 4.15 Spektrum OFDM dengan Distorsi dari Simulasi



Gambar 4.16 Spektrum OFDM PTS Dengan Distorsi dari Simulasi

4.3 Hasil dan Analisis Implementasi WARP

Pada bagian ini akan dibahas mengenai hasil implementasi pada WARP mengenai dua skema yang sudah dijelaskan sebelumnya. Analisa yang diamati sama seperti simulasinya yaitu nilai *bit error rate* (BER), *scatter plot*, dan spektrum sinyal.

4.3.1 Analisis Pengukuran *Bit Error Rate* (BER)

Kondisi pengukuran pada implementasi WARP untuk kedua skema sistem OFDM dilakukan pada jarak 3 meter dengan kondisi *line of sight*. Implementasi WARP untuk gain rendah range 0-48 dB pada jarak yang sama untuk pengukuran ini tidak mengakibatkan distorsi nonlinear sehingga hasil BER lebih stabil terlihat di tabel yang ada pada lampiran. Jadi pengukuran dilakukan pada gain tinggi dalam range 50 – 60 dB dengan interval 2 dB. Hal itu dilakukan untuk mengetahui rentannya gangguan nonlinear maka kondisi jarak pengukuran yang diperlukan tidak perlu jauh. Jika jarak pengukuran relatif jauh maka sinyal teredam karena daya pancar lemah sehingga noise yang terjadi justru disebabkan oleh sumber lain. Oleh karena itu, parameter yang bisa dilihat untuk mengetahui adanya distorsi nonlinear pada WARP salah satunya melalui nilai BER pada gain tinggi. Sedangkan cara pengambilan data untuk setiap gain dilakukan pengulangan sebanyak 10 kali agar mendapatkan hasil yang optimal. Nilai BER untuk tiap gain didapatkan dengan cara menghitung rata-rata dari 10 data yang telah diukur.

Tabel 4.10 Nilai BER OFDM 16-QAM Implementasi WARP

Gain [dB]	Pengambilan Data					
	1	2	3	4	5	6
50	0	0	0	0	0	0
52	0	0	0	0	0	0
54	0	0	0	0	0	0
56	0.00028	0.00035	0.00035	0.00023	0.00017	0.00017
58	0.00208	0.00098	0.00278	0.00098	0.00174	0.00208
60	0.00463	0.00527	0.00498	0.00463	0.00544	0.00972

Gain [dB]	Pengambilan Data				BER
	7	8	9	10	
50	0	0	0	0	0
52	0	0	0	0	0
54	0	0	0	0	0
56	0.00029	0.00017	0.00035	0.00035	0.0002716
58	0.0011	0.0011	0.0011	0.00098	0.0015157
60	0.00527	0.00729	0.00567	0.00972	0.0062616

Tabel 4.11 Nilai BER OFDM-PTS 16-QAM Implementasi WARP

Gain [dB]	Pengambilan Data					
	1	2	3	4	5	6
50	0	0	0	0	0	0
52	0	0	0	0	0	0
54	0	0	0	0	0	0
56	0.00012	0	0	0	0	0
58	0.00035	0.00023	0.00023	0.00017	0.00046	0.00023
60	0.0048	0.00486	0.00446	0.00475	0.00405	0.00503

Gain [dB]	Pengambilan Data				BER
	7	8	9	10	
50	0	0	0	0	0
52	0	0	0	0	0
54	0	0	0	0	0
56	0	0	0	0	0.000012
58	0.00035	0.00041	0.00029	0.00046	0.000318
60	0.00446	0.00729	0.0048	0.00457	0.004641

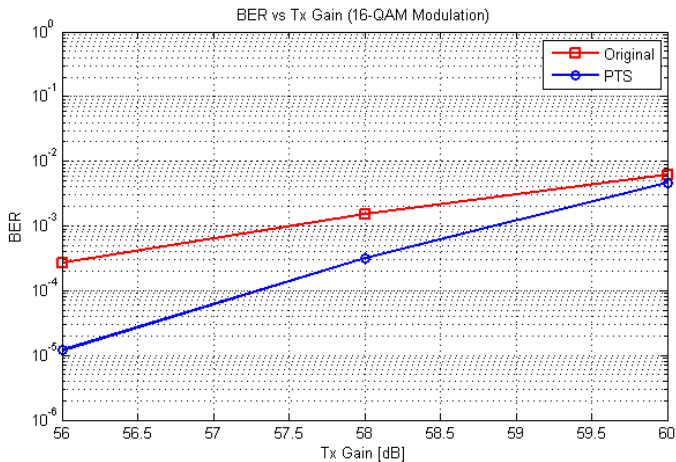
Tabel 4.10 dan 4.11 menunjukkan nilai BER untuk modulasi 16-QAM pada gain 50-60 dB. Hasil yang didapatkan untuk gain 50, 52, 54 adalah nol dan baru ada nilai BER pada gain 56, 58, 60. Kecenderungan nilai BER dari gain 56 sampai 60 naik untuk kedua skema. Namun pada gain 60 terlihat nilai BER pada kedua skema nilainya hampir sama.

Sedangkan pada tabel 4.12 menunjukkan prosentase penurunan nilai BER untuk kedua skema tersebut. Hasil dari prosentase penurunan PAPR tertinggi terjadi pada gain 56 dB yaitu sebesar 95.58 %. Semakin tinggi gain yang diatur dalam pengukuran maka penurunan nilai PAPR semakin kecil dikarenakan keterbatasan metode PTS dalam mereduksi distorsi nonlinear yang ada pada modul WARP. Namun adanya implementasi teknik PTS ini masih mampu mengatasi masalah distorsi nonlinear. Sehingga dapat dilihat bahwa pada modulasi 16-QAM, skema OFDM dengan implementasi teknik PTS di modul WARP menghasilkan nilai BER lebih kecil jika dibandingkan dengan skema OFDM tanpa teknik reduksi PAPR yang terlihat pada kurva gambar 4.17. Sehingga hal itu menunjukkan bahwa skema OFDM dengan teknik reduksi PAPR dapat mengurangi nilai BER pada implementasi modul WARP.

Sama halnya cara pengambilan data dan penghitungan BER untuk modulasi 16-QAM, pada table 4.13 dan 4.14 menunjukkan hasil nilai BER untuk modulasi 64-QAM pada gain 50-60 dB. Hasil yang didapatkan untuk gain yang semakin tinggi maka nilai BER yang didapatkan semakin besar. Untuk gain 58 dan 60 nilai BER pada kedua skema hampir sama namun tetap skema OFDM dengan teknik PTS memiliki nilai BER yang lebih kecil seperti yang terlihat pada kurva grafik BER gambar 4.18. Sedangkan table 4.15 menunjukkan prosentase reduksi PAPR pada implementasi PTS. Hasil prosentase tertinggi yang didapatkan untuk penurunan PAPR terjadi pada gain 52 dB yaitu sebesar 85.863%. Sehingga metode PTS mampu mengurangi nilai BER pada gain tinggi untuk modulasi 64-QAM seperti yang terlihat kurva gambar 4.19.

Tabel 4.12 Tabel Prosentase Penurunan BER Modulasi 16-QAM

Gain [dB]	Rata-Rata BER OFDM	Rata-Rata BER PTS	Penurunan BER	Prosentase Penurunan BER (%)
56	0.0002716	0.000012	0.0002596	95.58 %
58	0.0015157	0.000318	0.0011977	79.019 %
60	0.0062616	0.004641	0.0016206	25.88 %



Gambar 4.17 Kurva BER Modulasi 16-QAM Implementasi WARP

Tabel 4.13 Nilai BER OFDM 64-QAM Implementasi WARP

Gain [dB]	Pengambilan Data					
	1	2	3	4	5	6
50	0.00023	0.00012	0.00005	0.00005	0.00012	0.00005
52	0.00075	0.00046	0.00035	0.00005	0.00035	0.00052
54	0.00272	0.00284	0.00382	0.0033	0.00417	0.00359
56	0.01406	0.0146	0.0125	0.01962	0.01921	0.01493
58	0.03617	0.0533	0.05046	0.04473	0.04716	0.04028
60	0.0804	0.0090	0.07969	0.07691	0.09282	0.09346

Tabel 4.13 Nilai BER OFDM 64-QAM Implementasi WARP (Lanjutan)

Gain [dB]	Pengambilan Data				BER
	7	8	9	10	
50	0.00005	0.00017	0.00005	0.00012	0.000105
52	0.00075	0.0011	0.00041	0.00046	0.000573
54	0.00237	0.00301	0.00255	0.00573	0.00341
56	0.01719	0.01343	0.02153	0.01846	0.016551
58	0.03883	0.04155	0.0386	0.04109	0.043217
60	0.09502	0.08843	0.0787	0.09097	0.086645

Tabel 4.14 Nilai BER OFDM-PTS 64-QAM Implementasi WARP

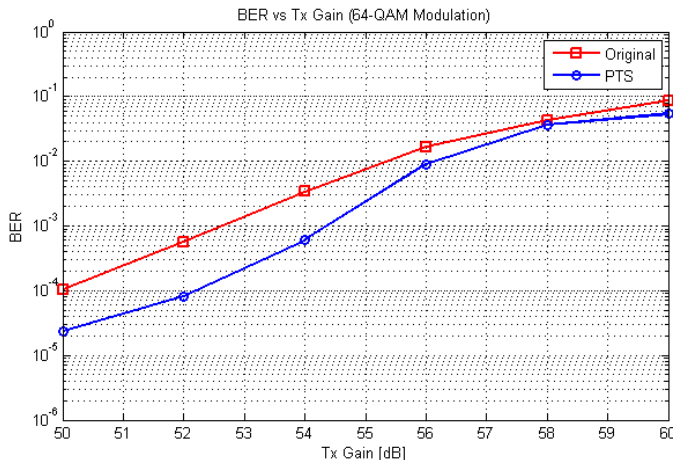
Gain [dB]	Pengambilan Data					
	1	2	3	4	5	6
50	0	0	0	0.00005	0.00012	0
52	0	0.00005	0.00017	0.00012	0.00017	0.00005
54	0.0075	0.00081	0.00075	0.00046	0.00058	0.00041
56	0.00747	0.00799	0.01019	0.00891	0.01007	0.00903
58	0.03414	0.03652	0.03605	0.03767	0.03762	0.03605
60	0.05041	0.05341	0.05625	0.05301	0.05625	0.05463

Tabel 4.14 Nilai BER OFDM-PTS 64-QAM Implementasi WARP (Lanjutan)

Gain [dB]	Pengambilan Data				BER
	7	8	9	10	
50	0	0.00005	0	0	0.000023
52	0.00005	0.00005	0.00012	0.00012	0.000081
54	0.00087	0.00058	0.00127	0.00156	0.000608
56	0.00804	0.00955	0.00741	0.00949	0.009081
58	0.03553	0.03704	0.03906	0.04277	0.036376
60	0.05463	0.05463	0.03905	0.08339	0.054138

Tabel 4.15 Tabel Prosentase Penurunan BER Modulasi 64-QAM

Gain [dB]	Rata-Rata BER OFDM	Rata-Rata BER PTS	Penurunan BER	Prosentase Penurunan BER (%)
50	0.000105	0.000023	0.000082	78.095 %
52	0.000573	0.000081	0.000492	85.863 %
54	0.00341	0.000608	0.002802	82.170 %
56	0.016551	0.009081	0.00747	45.133 %
58	0.043217	0.036376	0.006841	15.829 %
60	0.0866645	0.054138	0.0325265	37.517 %



Gambar 4.18 Kurva BER Modulasi 64-QAM Implementasi WARP

Jadi dari kedua skema tersebut dapat diambil kesimpulan bahwa implementasi teknik PTS pada WARP dapat mereduksi nilai BER pada sinyal OFDM. Namun kemampuan reduksinya terbatas karena dari hasil pengukuran untuk modulasi 16-QAM nilai BER pada gain 60 dB hampir sama untuk kedua skema sedangkan untuk modulasi 64-QAM mulai gain 58 dB nilai BER juga hampir sama untuk kedua skema. Hal itu menunjukkan kemampuan dari kinerja teknik PTS dibuktikan dengan melihat prosentase penurunan BER yang disebabkan oleh distorsi nonlinear yang ada pada WARP. Indikasi rentannya distorsi nonlinear pada gain tinggi untuk implementasi modul WARP benar terjadi. Hal itu dikarenakan pengukuran dibawah gain 50 dB untuk kedua skema tersebut tidak menimbulkan kesalahan bit yang menyebabkan munculnya nilai BER. BER baru ada ketika pengukuran dilakukan pada gain tinggi yang merupakan efek dari adanya distorsi nonlinear. Selain itu jika nilai BER dari kedua modulasi dibandingkan hasilnya adalah nilai BER untuk modulasi 64-QAM lebih tinggi daripada modulasi 16-QAM karena skema modulasi orde tinggi memiliki *scatter plot* simbol yang berdekatan satu sama lain sehingga menyebabkan nilai BER naik. Jadi dapat disimpulkan bahwa semakin tinggi orde modulasi maka nilai BER yang dihasilkan semakin besar.

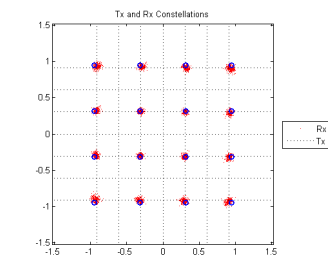
4.3.2 *Scatter Plot* OFDM

Hasil *scatter plot* dalam dua skema OFDM pada pengukuran implementasi WARP untuk modulasi M-QAM dapat dilihat pada gambar 4.19, 4.20, 4.21, dan 4.22. *Scatter plot* diukur dalam gain tinggi dengan range 50 dB - 60 dB dengan interval 2. Pengukuran dalam gain tinggi dilakukan untuk mengetahui indikasi rentannya distorsi nonlinear yang disebabkan oleh RF *power amplifier* pada WARP akibat dari tingginya nilai PAPR pada sistem OFDM. Selain nilai BER yang sudah dibahas pada bab sebelumnya, parameter kedua yang dapat dilihat adalah *scatter plot* OFDM. Ciri *scatter plot* yang terkena distorsi nonlinear bisa terlihat dari penyebaran bentuk *scatter plot*. Hal itu bisa dilihat saat simulasi menggunakan MATLAB yang selanjutnya akan dibandingkan dengan hasil implementasi pada WARP. Jika di simulasi distorsi nonlinear menggunakan pemodelan saleh dengan kanal AWGN maka di WARP bisa dilihat dari efek dari komponen RF *power amplifier* menggunakan kanal *real*.

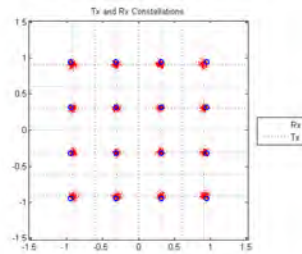
Berdasarkan *scatter plot* gambar 4.19 dan 4.20 pada skema OFDM-PTS dan skema OFDM tanpa teknik reduksi PAPR untuk modulasi 16-QAM, terlihat saat gain 50-54 dB hasil dari *scatter plot* masih bagus artinya persebarannya belum terlihat. Hal itu dikarenakan pada gain tersebut belum terjadi BER seperti yang sudah dijelaskan pada sub bab sebelumnya. Sedangkan untuk gain 56-60 dB persebaran *scatter plot* mulai terlihat karena BER yang dihasilkan sudah besar maka terjadi pengaruh distorsi nonlinear.

Sedangkan melihat *scatter plot* pada gambar 4.21 dan 4.22 untuk kedua skema modulasi 64-QAM pada gain 50-60 dB, hasil *scatter plot* sudah mulai terlihat penyebaran dari gain pertama pengukuran. Hal itu dikarenakan sudah terjadi BER untuk gain 50 dB. Semakin tinggi nilai BER maka persebaran *scatter plot* simbol OFDM mulai terlihat jelas. Oleh karena itu penyebaran *scatter plot* pada penerima tersebut yang menyebabkan terjadinya *bit error rate*.

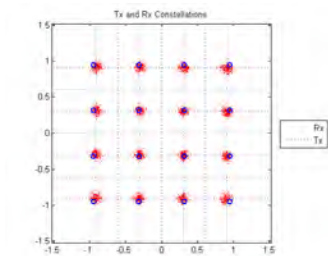
Sementara pengaruh dari perbandingan kedua modulasi untuk 16-QAM dan 64-QAM terletak pada bagian *scatter plot* yang berdekatan. Jadi hasil *scatter plot* 64-QAM lebih terlihat persebarannya karena jarak antar tiap simbol lebih berdekatan satu sama lainnya jika dibandingkan dengan modulasi 16-QAM.



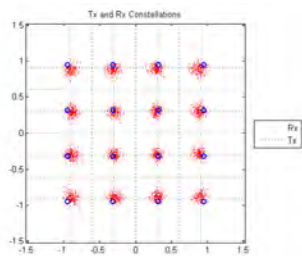
(a)



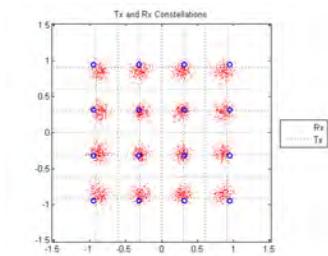
(b)



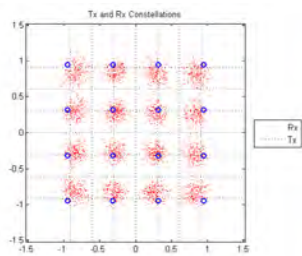
(c)



(d)

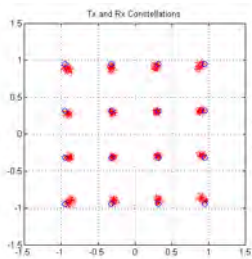


(e)

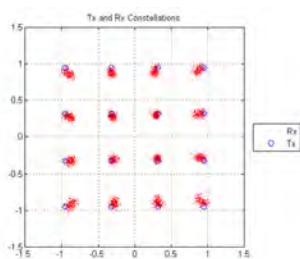


(f)

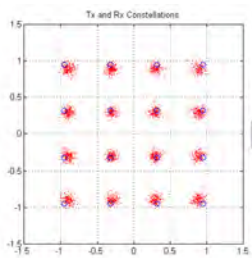
Gambar 4.19 Scatter plot Simbol 16-QAM OFDM-PTS
Gain (a) 50 (b) 52 (c) 54 (d) 56 (e) 58 (f) 60



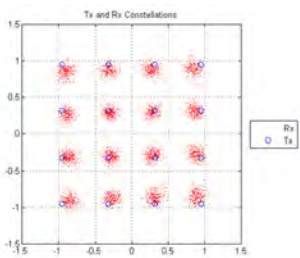
(a)



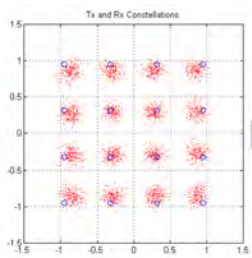
(b)



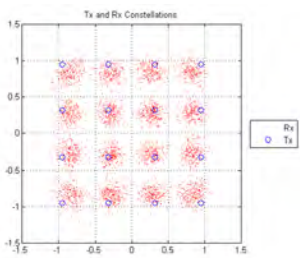
(c)



(d)

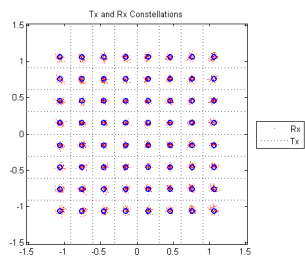


(e)

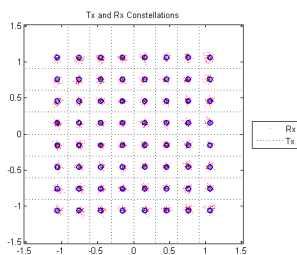


(f)

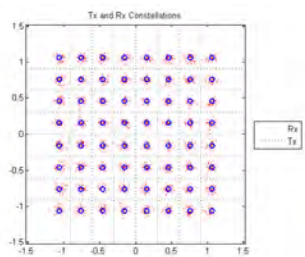
Gambar 4.20 Scatter plot Simbol 16-QAM OFDM
Gain (a) 50 (b) 52 (c) 54 (d) 56 (e) 58 (f) 60



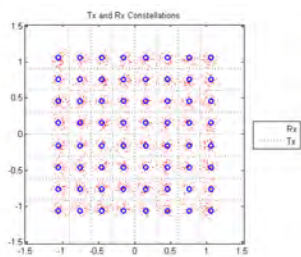
(a)



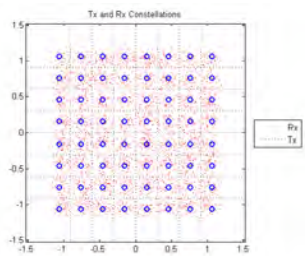
(b)



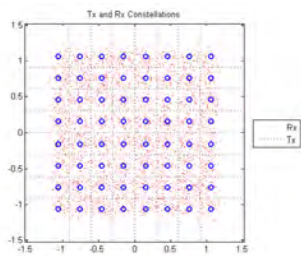
(c)



(d)

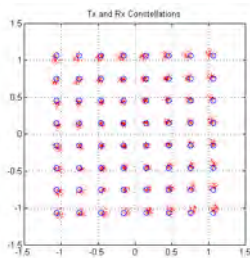


(e)

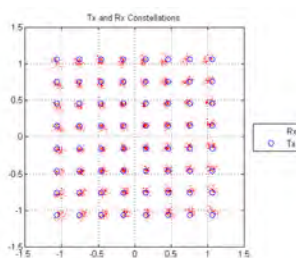


(f)

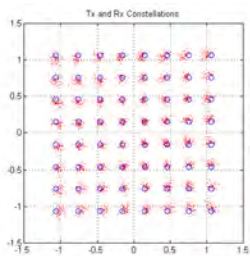
Gambar 4.21 Scatter plot Simbol 64-QAM OFDM-PTS
Gain (a) 50 (b) 52 (c) 54 (d) 56 (e) 58 (f) 60



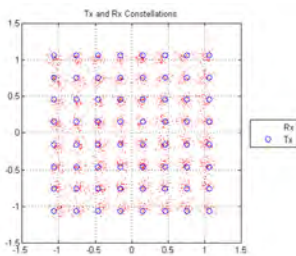
(a)



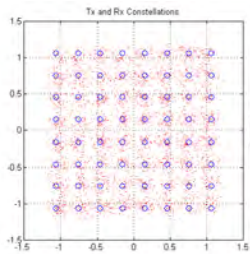
(b)



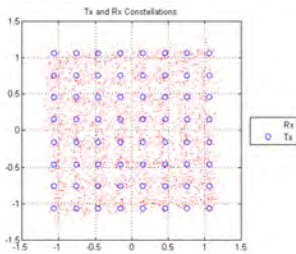
(c)



(d)



(e)



(f)

Gambar 4.22 Scatter plot Simbol 64-QAM OFDM
Gain (a) 50 (b) 52 (c) 54 (d) 56 (e) 58 (f) 60

Sehingga dari penjelasan di atas, parameter hasil *scatter plot* simbol OFDM pada modulasi M-QAM untuk kedua skema tersebut dapat dibandingkan dengan hasil simulasi menggunakan MATLAB. *Scatter*

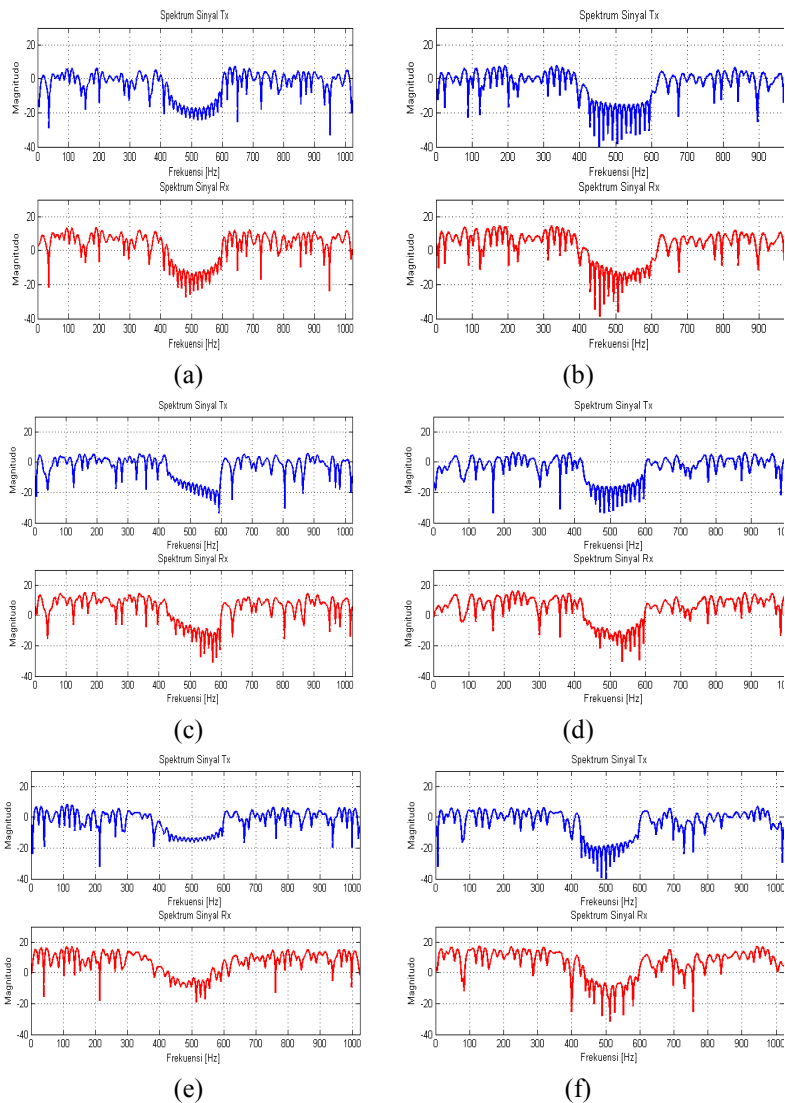
plot simbol OFDM pada simulasi MATLAB yang menggunakan model saleh terlihat menyebar sehingga menyebabkan *scatter plot* yang diterima tidak tepat berada pada daerah *decision area*. Sedangkan jika dibandingkan dengan hasil implementasi pada WARP terlihat bahwa *scatter plot* simbol OFDM untuk M-QAM pada kedua skema tersebut juga sama menyebar dan *scatter plot* yang diterima Rx tidak jatuh tepat pada *decision area* sehingga menimbulkan munculnya kesalahan bit di penerima. Hal itu disebabkan oleh *in band distortion* sebagai efek dari ketidaklinearan komponen dalam WARP. Jadi dapat disimpulkan bahwa persebaran *scatter plot* simbol OFDM pada kedua skema tersebut terjadi karena adanya pengaruh distorsi nonlinear.

4.3.3 Hasil Spektrum OFDM Implementasi WARP

Hasil dua parameter sebelumnya yang telah dijelaskan diketahui untuk melihat adanya gangguan nonlinear pada WARP. Parameter selanjutnya yaitu menganalisis spektrum OFDM dari gain 50 – 60 dB yang digunakan untuk mengetahui kinerja teknik PTS dengan adanya kondisi distorsi nonlinear pada implementasi modul WARP. Hasil dari spektrum OFDM ditunjukkan pada gambar 4.23 dan spektrum OFDM implementasi teknik PTS pada gambar 4.24 sedangkan nilai dari kenaikan amplitudo spektrum bisa dilihat pada table 4.16 dan 4.17.

Tabel 4.16 Kenaikan Amplitudo Spektrum OFDM

Gain [dB]	Magnitudo Side Lobe Pertama Rx (y1)	Magnitudo Side Lobe Kedua Rx (y2)	Kenaikan OFDM (y2-y1)
50	3.229	-5.573	8.802
52	9.589	1.622	7.967
54	10.35	1.012	9.338
56	-2.413	7.81	10.223
58	3.998	1.042	2.956
60	11.33	4.367	6.963

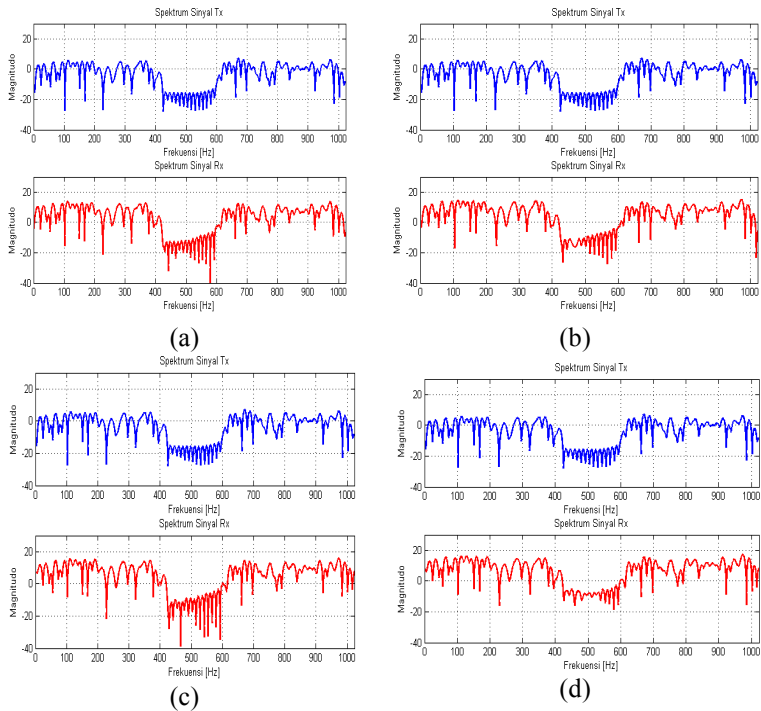


Gambar 4.23 Spektrum OFDM Implementasi WARP

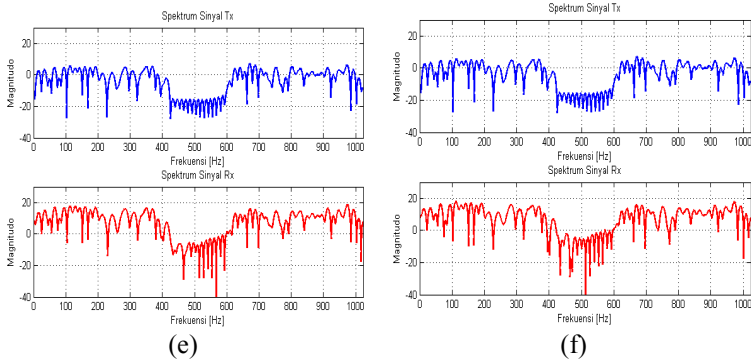
Gain : (a) 50 (b) 52 (c) 54 (d) 56 (e) 58 (f) 60

Tabel 4.17 Kenaikan Amplitudo Spektrum OFDM PTS

Gain [dB]	Magnitudo Side Lobe Pertama Rx (y1)	Magnitudo Side Lobe Kedua Rx (y2)	Kenaikan OFDM (y2-y1)
50	3.045	-12.8	15.845
52	4.88	-11.47	16.35
54	5.268	-11.39	16.658
56	0.9086	12.24	11.331
58	7.346	-10.61	17.956
60	7.372	-6.408	13.78



Gambar 4.24 Spektrum OFDM PTS Implementasi WARP
Gain : (a) 50 (b) 52 (c) 54 (d) 56



Gambar 4.25 Spektrum OFDM PTS Implementasi WARP
Gain : (e)58 (f) 60

Jika dibandingkan dengan hasil simulasi dengan model salah maka pada implementasi modul WARP juga terjadi kenaikan amplitudo yang disebabkan oleh radiasi *out of band*. Dengan menggunakan teknik PTS maka kenaikan amplitudo dapat direduksi. Sehingga jarak antar *side lobe* menjadi lebih besar jika dibandingkan dengan skema OFDM pada umumnya. Jadi dapat ditarik kesimpulan bahwa teknik PTS dapat mengurangi kenaikan *out of band* yang disebabkan oleh pengaruh dari distorsi nonlinear.

LAMPIRAN B : DOKUMENTASI PENGUKURAN



LAMPIRAN C : Hasil Data Gain Rendah

Tabel 1. BER OFDM dengan Teknik PTS pada Gain Rendah

Gain [dB]	Pengambilan Data										Rata- rata BER
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
30	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
32	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
34	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
36	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
38	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
42	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
44	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
46	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
48	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tabel 2. BER OFDM Tanpa Teknik Reduksi PAPR pada Gain Rendah

Gain [dB]	Pengambilan Data										Rata- rata BER
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
30	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
32	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
34	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
36	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
38	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
42	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
44	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
46	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
48	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

LAMPIRAN D : LISTING PROGRAM

```
clear all;
close all;
clc;

% Params:
USE_WARPLAB_TXRX    = 0;
SNR_SIMULATION      = 100;
Pa                  = 1;
WRITE_PNG_FILES     = 0;
CHANNEL             = 11;
NODE_TX             = 2;
NODE_RX             = 1;

% Waveform params
N_OFDM_SYMS         = 90;
MOD_ORDER           = 16;
TX_SCALE            = 1.0;
INTERP_RATE         = 2;

% OFDM params
N_SC                 = 64;
CP_LEN              = N_SC/4;
% Cyclic prefix length
p1                   = 8;
p2                   = 22;
p3                   = 44;
p4                   = 58;
null                 = [1 28:38];
SC_IND_PILOTS       = [p1 p2 p3 p4];

% Pilot subcarrier indices
SC_IND_DATA          = [2:7 9:21 23:27 39:43 45:57 59:64];
N_DATA_SYMS          = N_OFDM_SYMS *
length(SC_IND_DATA);

% Rx processing params
FFT_OFFSET           = N_SC/16;
```



```

LTS_CORR_THRESH          = 0.6;
DO_APPLY_CFO_CORRECTION  = 1;
DO_APPLY_PHASE_ERR_CORRECTION = 1;
DO_APPLY_SFO_CORRECTION  = 1;

DECIMATE_RATE            = INTERP_RATE;

% WARPLab experiment params
USE_AGC                  = 1;
MAX_TX_LEN               = 2^19;
SAMP_PADDING             = 100;

if(USE_WARPLAB_TXRX)

    USE_AGC = 0;
    NUMNODES = 2;
    nodes = wl_initNodes(2);
    eth_trig = wl_trigger_eth_udp_broadcast;
    wl_triggerManagerCmd(nodes,'add_ethernet_trigger',[eth_trig]);

    [RFA,RFB] = wl_getInterfaceIDs(nodes(NODE_TX));
    wl_interfaceCmd(nodes,'RF_ALL','tx_gains',3,input('GainRF =
'));
    wl_interfaceCmd(nodes,'RF_ALL','channel',2.4,CHANNEL);

    if(USE_AGC)
        wl_interfaceCmd(nodes,'RF_ALL','rx_gain_mode','automatic');
        wl_basebandCmd(nodes,'agc_target',-10);
        wl_basebandCmd(nodes,'agc_trig_delay', 511);
    else
        wl_interfaceCmd(nodes,'RF_ALL','rx_gain_mode','manual');
        RxGainRF = 2; %Rx RF Gain in [1:3]
        RxGainBB = 2; %Rx Baseband Gain in [0:31]

    wl_interfaceCmd(nodes,'RF_ALL','rx_gains',RxGainRF,RxGainBB);
end

```

```

    maximum_buffer_len = nodes(NODE_TX).baseband.txIQLen;
    SAMP_FREQ =
wl_basebandCmd(nodes(NODE_TX),'tx_buff_clk_freq');
    node_tx = nodes(NODE_TX);
    node_rx = nodes(NODE_RX);
    RF_TX = RFA;
    RF_RX = RFA;

    %Set up the baseband for the experiment
    wl_basebandCmd(nodes,'tx_delay',0);
    wl_basebandCmd(nodes,'tx_length',maximum_buffer_len);
    example_mode_string = 'hw';
else
    maximum_buffer_len = min(MAX_TX_LEN, 2^20);
    SAMP_FREQ = 40e6;
    example_mode_string = 'sim';
end

%% Define a half-band 2x interpolation filter response
interp_filt2 = zeros(1,43);
interp_filt2([1 3 5 7 9 11 13 15 17 19 21]) = [12 -32 72 -140 252 -422
682 -1086 1778 -3284 10364];
interp_filt2([23 25 27 29 31 33 35 37 39 41 43]) =
interp_filt2(fliplr([1 3 5 7 9 11 13 15 17 19 21]));
interp_filt2(22) = 16384;
interp_filt2 = interp_filt2./max(abs(interp_filt2));

% Define the preamble
sts_f = zeros(1,64);
sts_f(1:27) = [0 0 0 0 -1-1i 0 0 0 -1-1i 0 0 0 1+1i 0 0 0 1+1i 0 0 0 1+1i
0 0 0 1+1i 0 0];
sts_f(39:64) = [0 0 1+1i 0 0 0 -1-1i 0 0 0 1+1i 0 0 0 -1-1i 0 0 0 -1-1i 0
0 0 1+1i 0 0 0];
sts_t = ifft(sqrt(13/6).*sts_f, 64);
sts_t = sts_t(1:16);

% LTS for CFO and channel estimation

```

```

lts_f = [0 1 -1 -1 1 1 -1 1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 1 -1 1 1 1 1
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 1 1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 1
1 1 1];
lts_t = ifft(lts_f, 64);

```

% Use 30 copies of the 16-sample STS for extra AGC settling margin

```
preamble = [repmat(sts_t, 1, 30) lts_t(33:64) lts_t lts_t];
```

% Sanity check inputs

```

if(SAMP_PADDING + INTERP_RATE*((N_OFDM_SYMS *
(N_SC + CP_LEN)) + length(preamble) + 100) >
maximum_buffer_len)
    fprintf('Too many OFDM symbols for TX_NUM_SAMPS!\n');
    fprintf('Raise TX_NUM_SAMPS to %d, or \n', SAMP_PADDING
+ INTERP_RATE*((N_OFDM_SYMS * (N_SC + CP_LEN)) +
length(preamble) + 100));
    fprintf('Reduce N_OFDM_SYMS to %d\n', floor((
(maximum_buffer_len/INTERP_RATE)-length(preamble))/(N_SC
+ CP_LEN)) - 1);
    return;
end

```

%% Generate a payload

```
tx_data = randi(MOD_ORDER, 1, N_DATA_SYMS) - 1;
```

% Functions for data -> complex symbol mapping

```

modvec_bpsk = (1/sqrt(2)) .* [-1 1];
modvec_16qam = (1/sqrt(10)) .* [-3 -1 +3 +1];
modvec_64qam = (1/sqrt(43)) .* [-7 -5 -1 -3 +7 +5 +1 +3];

mod_fcn_bpsk = @(x) complex(modvec_bpsk(1+x),0);
mod_fcn_qpsk = @(x) complex(modvec_bpsk(1+bitshift(x, -1)),
modvec_bpsk(1+mod(x, 2)));
mod_fcn_16qam = @(x) complex(modvec_16qam(1+bitshift(x, -2)),
modvec_16qam(1+mod(x,4)));
mod_fcn_64qam = @(x) complex(modvec_64qam(1+bitshift(x, -3)),
modvec_64qam(1+mod(x,8)));

```

```

% Map the data values on to complex symbols
switch MOD_ORDER
case 2      % BPSK
    tx_syms = arrayfun(mod_fcn_bpsk, tx_data);
case 4      % QPSK
    tx_syms = arrayfun(mod_fcn_qpsk, tx_data);
case 16     % 16-QAM
    tx_syms = arrayfun(mod_fcn_16qam, tx_data);
case 64     % 64-QAM
    tx_syms = arrayfun(mod_fcn_64qam, tx_data);
otherwise
    fprintf('Invalid MOD_ORDER (%d)! Must be in [2, 4, 16]\n',
MOD_ORDER);
    return;
end

tx_syms_mat = reshape(tx_syms, length(SC_IND_DATA),
N_OFDM_SYMS);

% Define the pilot tones
i=sqrt(-1);
switch MOD_ORDER
case 2      % BPSK
    pilots = ([1 1 1 1].');
case 4      % QPSK
    pilots = ([1+i 1+i 1+i 1+i].')*(1/sqrt(2));
case 16     % 16-QAM
    pilots = ([3+3*i 3+3*i 3+3*i 3+3*i].')*(1/sqrt(10));
case 64     % 64-QAM
    pilots = ([7+7*i 7+7*i 7+7*i 7+7*i].')*(1/sqrt(43));
otherwise
    fprintf('Invalid MOD_ORDER (%d)! Must be in [2, 4, 16,
64]\n', MOD_ORDER);
    return;
end

pilots_mat = repmat(pilots, 1, N_OFDM_SYMS);

%% IFFT

```

```

% Construct the IFFT input matrix
ifft_in_mat = zeros(N_SC, N_OFDM_SYMS);

% Insert the data and pilot values; other subcarriers will remain at 0
ifft_in_mat(SC_IND_DATA, :) = tx_syms_mat;
ifft_in_mat(SC_IND_PILOTS, :) = pilots_mat;
ofdm_symbol=ifft_in_mat;

p=[1 -1 j -j];
rand('state',1)
B=[];
for b1=1:4;
for b2=1:4;
for b3=1:4;
for b4=1:4;
B=[B;[p(b1) p(b2) p(b3) p(b4)]];
end
end
end
end
sig=[]
time_domain_signal=(ifft(ofdm_symbol,N_SC));
meano=mean(abs(time_domain_signal).^2);
peako=max(abs(time_domain_signal).^2);
papro=10*log10(peako./meano);
for k=1:N_OFDM_SYMS;
%Partition OFDM symbol
P1=[ofdm_symbol(1:(N_SC/4),k); zeros((3*N_SC/4),1)];
P2=[zeros((N_SC/4),1);
ofdm_symbol(((N_SC/4)+1):(N_SC/2),k);zeros((N_SC/2),1)] ;
P3=[zeros((N_SC/2),1);ofdm_symbol(((N_SC/2)+1):(3*N_SC/4),k);z
eros((N_SC/4),1)];
P4=[zeros((3*N_SC/4),1);ofdm_symbol(((3*N_SC/4)+1):N_SC,k)];
%Transform Pi to Time Domain
Pt1=(ifft(P1,N_SC));
Pt2=(ifft(P2,N_SC));
Pt3=(ifft(P3,N_SC));
Pt4=(ifft(P4,N_SC));
papr_min(k)=papro(k);

```

```

for l=1:256;
    final_signal=B(l,1)*Pt1+B(l,2)*Pt2+B(l,3)*Pt3+B(l,4)*Pt4;
    meank=mean(abs(final_signal).^2);
    peak=max(abs(final_signal).^2);
    papr=10*log10(peak/meank);
    papr(l,k)=papr;
    if papr < papr_min(k)
        L(k)=l;
        papr_min(k)=papr;
    end
end
end
BB=[B(1,:);B];
P_index=L+1;
signal_Tx=[];
for k=1:N_OFDM_SYMS;
    %Partition OFDM symbol
    P1=[ofdm_symbol(1:(N_SC/4),k); zeros((3*N_SC/4),1)];
    P2=[zeros((N_SC/4),1);
    ofdm_symbol(((N_SC/4)+1):(N_SC/2),k);zeros((N_SC/2),1)] ;
    P3=[zeros((N_SC/2),1);ofdm_symbol(((N_SC/2)+1):(3*N_SC/4),k);z
    eros((N_SC/4),1)];
    P4=[zeros((3*N_SC/4),1);ofdm_symbol(((3*N_SC/4)+1):N_SC,k)];
    %Transform Pi to Time Domain
    Pt1=(ifft(P1,N_SC));
    Pt2=(ifft(P2,N_SC));
    Pt3=(ifft(P3,N_SC));
    Pt4=(ifft(P4,N_SC));

    signal_Tx(:,k)=BB(P_index(k),1)*Pt1+BB(P_index(k),2)*Pt2+BB(P
    _index(k),3)*Pt3+BB(P_index(k),4)*Pt4;
end

%Perform the IFFT
signal_tx=fft(signal_Tx,N_SC);
pilots_matPTS=signal_tx(SC_IND_PILOTS, :);
tx_payload_mat = signal_Tx;

% Insert the cyclic prefix

```

```

if(CP_LEN > 0)
    tx_cp = tx_payload_mat((end-CP_LEN+1 : end), :);
    tx_payload_mat = [tx_cp; tx_payload_mat];
end

%Spektrum Tx
spektrumTx=fft(tx_payload_mat(:,1:1),1024);

% Reshape to a vector
tx_payload_vec2 = reshape(tx_payload_mat, 1,[]);
% Construct the full time-domain OFDM waveform
tx_vec = [preamble tx_payload_vec2];
% Pad with zeros for transmission
tx_vec_padded = [tx_vec, zeros(1,50)];

%% Interpolate
if(INTERP_RATE == 1)
    tx_vec_air = tx_vec_padded;
elseif(INTERP_RATE == 2)
    tx_vec_2x = zeros(1, 2*numel(tx_vec_padded));
    tx_vec_2x(1:2:end) = tx_vec_padded;
    tx_vec_air = filter(interp_filt2, 1, tx_vec_2x);
end

% Scale the Tx vector
tx_vec_air = TX_SCALE .* tx_vec_air ./ max(abs(tx_vec_air));
%Model Gangguan Nonlinier
hNonlin = comm.MemorylessNonlinearity('Method', 'Saleh model');
tx_vec_air = step(hNonlin, Pa*tx_vec_air.);
tx_vec_air=tx_vec_air.';

TX_NUM_SAMPS = length(tx_vec_air);
tic
if(USE_WARPLAB_TXRX)
    wl_basebandCmd(nodes, 'tx_delay', 0);
    wl_basebandCmd(nodes, 'tx_length', TX_NUM_SAMPS+100);
    wl_basebandCmd(nodes, 'rx_length',
TX_NUM_SAMPS+SAMP_PADDING);
end

```

```

%% WARPLab Tx/Rx
if(USE_WARPLAB_TXRX)
    % Write
    wl_basebandCmd(node_tx, RF_TX, 'write_IQ', tx_vec_air(:));

    wl_interfaceCmd(node_tx, RF_TX, 'tx_en');
    wl_interfaceCmd(node_rx, RF_RX, 'rx_en');

    wl_basebandCmd(node_tx, RF_TX, 'tx_buff_en');
    wl_basebandCmd(node_rx, RF_RX, 'rx_buff_en');

    eth_trig.send();

    rx_vec_air = wl_basebandCmd(node_rx, RF_RX, 'read_IQ');

    rx_vec_air = rx_vec_air(:)';

    wl_basebandCmd(nodes,'RF_ALL','tx_rx_buff_dis');
    wl_interfaceCmd(nodes,'RF_ALL','tx_rx_dis');
else
    % Perfect (ie. Rx=Tx):
    rx_vec_air = tx_vec_air;

    %AWGN:
    rx_vec_air = awgn(tx_vec_air,SNR_SIMULATION,'measured');

end
%% Decimate
if(DECIMATE_RATE == 1)
    raw_rx_dec = rx_vec_air;
elseif(DECIMATE_RATE == 2)
    raw_rx_dec = filter(interp_filt2, 1, rx_vec_air);
    raw_rx_dec = raw_rx_dec(1:2:end);
end

%% Correlate for LTS

% Complex cross correlation of Rx waveform with time-domain LTS

```



```

lts_corr = abs(conv(conj(fliplr(lts_t)), sign(raw_rx_dec)));

lts_corr = lts_corr(128:end-128);

% Find all correlation peaks
lts_peaks = find(lts_corr > LTS_CORR_THRESH*max(lts_corr));

% Select best candidate correlation peak as LTS-payload boundary
[LTS1, LTS2] = meshgrid(lts_peaks,lts_peaks);
[lts_second_peak_index,y] = find(LTS2-LTS1 == length(lts_t));

if isempty(lts_second_peak_index)
    fprintf('No LTS Correlation Peaks Found!\n');
    lts_peaks = [566 630];
    lts_second_peak_index = numel(lts_peaks);
end

payload_ind = lts_peaks(max(lts_second_peak_index))+128;
lts_ind = payload_ind-160;

if(DO_APPLY_CFO_CORRECTION)
    %Extract LTS (not yet CFO corrected)
    rx_lts = raw_rx_dec(lts_ind : lts_ind+159);
    rx_lts1 = rx_lts(-64+-FFT_OFFSET + [97:160]);
    rx_lts2 = rx_lts(-FFT_OFFSET + [97:160]);

    %Calculate coarse CFO est
    rx_cfo_est_lts = mean(unwrap(angle(rx_lts2 .* conj(rx_lts1))));
    rx_cfo_est_lts = rx_cfo_est_lts/(2*pi*64);
else
    rx_cfo_est_lts = 0;
end

% Apply CFO correction to raw Rx waveform
rx_cfo_corr_t = exp(1i*2*pi*rx_cfo_est_lts*[0:length(raw_rx_dec)-
1]);
rx_dec_cfo_corr = raw_rx_dec .* rx_cfo_corr_t;

% Re-extract LTS for channel estimate

```

```

rx_lts = rx_dec_cfo_corr(lts_ind : lts_ind+159);
rx_lts1 = rx_lts(-64+FFT_OFFSET + [97:160]);
rx_lts2 = rx_lts(-FFT_OFFSET + [97:160]);

rx_lts1_f = fft(rx_lts1);
rx_lts2_f = fft(rx_lts2);

% Calculate channel estimate
rx_H_est = lts_f .* (rx_lts1_f + rx_lts2_f)/2;

%% Rx payload processing

% Extract the payload samples (integral number of OFDM symbols
following preamble)
payload_vec = rx_dec_cfo_corr(payload_ind :
payload_ind+N_OFDM_SYMS*(N_SC+CP_LEN)-1);
payload_vecRaw=raw_rx_dec(payload_ind :
payload_ind+N_OFDM_SYMS*(N_SC+CP_LEN)-1);
payload_mat = reshape(payload_vec, (N_SC+CP_LEN),
N_OFDM_SYMS);
payload_matRaw = reshape(payload_vecRaw, (N_SC+CP_LEN),
N_OFDM_SYMS);

%Spektrum Rx
spektrumRx=fft(payload_matRaw(:,1:1),1024);
frek=0:1023;

% Remove the cyclic prefix, keeping FFT_OFFSET samples of CP
(on average)
payload_mat_noCP = payload_mat(CP_LEN-
FFT_OFFSET+[1:N_SC], :);

% Take the FFT
syms_f_mat = fft(payload_mat_noCP, N_SC);

% Equalize (zero-forcing, just divide by compiled chan estimates)
RRx_H_est=repmat(conj(rx_H_est).', 1, N_OFDM_SYMS);
syms_eq_mat = syms_f_mat .* (RRx_H_est);

```

```

if DO_APPLY_SFO_CORRECTION
    pilots_f_mat = syms_eq_mat(SC_IND_PILOTS, :);
    pilots_f_mat_comp = pilots_f_mat./pilots_matPTS;
    pilot_phases = unwrap(angle(fftshift(pilots_f_mat_comp,1)),[],1);
    b = mean(diff(pilot_phases) ./
    repmat(mod(diff(fftshift(SC_IND_PILOTS)),64)',1,N_OFDM_SYM
    S));
    pilot_phase_sfo_corr = fftshift((-32:31).*b,1);
    pilot_phase_corr = exp(-1i*(pilot_phase_sfo_corr));

    syms_eq_mat = syms_eq_mat .* pilot_phase_corr;
else
    pilot_phase_sfo_corr = zeros(N_SC, N_OFDM_SYMS);
end

if DO_APPLY_PHASE_ERR_CORRECTION
    pilots_f_mat = syms_eq_mat(SC_IND_PILOTS, :);
    pilots_f_mat_comp = pilots_f_mat./pilots_matPTS;
    pilot_phase_err = angle(mean(pilots_f_mat_comp));
else
    pilot_phase_err = zeros(1,N_OFDM_SYMS);
end
pilot_phase_err_corr = repmat(pilot_phase_err, N_SC, 1);
pilot_phase_corr = exp(-1i*(pilot_phase_err_corr));

% Apply the pilot phase correction per symbol
syms_eq_pc_mat = syms_eq_mat .* pilot_phase_corr;
signal_Rx=syms_eq_pc_mat;
fft_out=signal_Rx;
data_est=zeros(48,N_OFDM_SYMS);
symbol_Est=[];
for k=1:N_OFDM_SYMS;

symbol_Est(:,k)=[conj(BB(P_index(k),1))*fft_out(1:16,k);conj(BB(P
_index(k),2))*fft_out(17:32,k);conj(BB(P_index(k),3))*fft_out(33:48
,k);conj(BB(P_index(k),4))*fft_out(49:64,k)];
end

```

```

for k=1:N_OFDM_SYMS;
    for m=1:48
        data_est(m,k)=symbol_Est(SC_IND_DATA(m),k);
    end
end

%% Demodulate
switch MOD_ORDER
    case 2      % BPSK
        payload_syms_mat=data_est/(mean(max(abs(data_est))));
    case 4      % QPSK

        payload_syms_mat=(sqrt(2*1*1))*data_est/(mean(max(abs(data_est)
        ))/sqrt(2);
    case 16     % 16-QAM

        payload_syms_mat=(sqrt(2*3*3))*data_est/(mean(max(abs(data_est)
        ))/sqrt(10);
    case 64     % 64-QAM

        payload_syms_mat=(sqrt(2*7*7))*data_est/(mean(max(abs(data_est)
        ))/sqrt(43);
    otherwise
        fprintf('Invalid MOD_ORDER (%d)! Must be in [2, 4, 16]\n',
        MOD_ORDER);
        return;
end

rx_syms = reshape(payload_syms_mat, 1, N_DATA_SYMS);

demod_fcn_bpsk = @(x) double(real(x)>0);
demod_fcn_qpsk = @(x) double(2*(real(x)>0) + 1*(imag(x)>0));
demod_fcn_16qam = @(x) (8*(real(x)>0)) +
(4*(abs(real(x))<0.6325)) + (2*(imag(x)>0)) +
(1*(abs(imag(x))<0.6325));
demod_fcn_64qam = @(x) (32*(real(x)>0)) +
(16*(abs(real(x))<0.6172)) +
(8*((abs(real(x))<(0.9258))&&((abs(real(x))>(0.3086)))) +

```

```

(4*(imag(x)>0)) + (2*(abs(imag(x))<0.6172)) +
(1*((abs(imag(x))<(0.9258))&&((abs(imag(x))>(0.3086)))));

switch(MOD_ORDER)
case 2      % BPSK
    rx_data = arrayfun(demod_fcn_bpsk, rx_syms);
case 4      % QPSK
    rx_data = arrayfun(demod_fcn_qpsk, rx_syms);
case 16     % 16-QAM
    rx_data = arrayfun(demod_fcn_16qam, rx_syms);
case 64     % 64-QAM
    rx_data = arrayfun(demod_fcn_64qam, rx_syms);
end

%% Plot Results
cf = 0;

% Tx signal
cf = cf + 1;
figure(cf); clf;

subplot(2,1,1);
plot(real(tx_vec_air), 'b');
axis([0 length(tx_vec_air) -TX_SCALE TX_SCALE])
grid on;
title('Tx Waveform (I)');

subplot(2,1,2);
plot(imag(tx_vec_air), 'r');
axis([0 length(tx_vec_air) -TX_SCALE TX_SCALE])
grid on;
title('Tx Waveform (Q)');

if(WRITE_PNG_FILES)
    print(gcf,sprintf('wl_ofdm_plots_%s_txIQ', example_mode_string),
'-dpng', '-r96', '-painters')
end

% Rx signal

```

```

cf = cf + 1;
figure(cf); clf;
subplot(2,1,1);
plot(real(rx_vec_air), 'b');
axis([0 length(rx_vec_air) -TX_SCALE TX_SCALE])
grid on;
title('Rx Waveform (I)');

subplot(2,1,2);
plot(imag(rx_vec_air), 'r');
axis([0 length(rx_vec_air) -TX_SCALE TX_SCALE])
grid on;
title('Rx Waveform (Q)');

if(WRITE_PNG_FILES)
    print(gcf,sprintf('wl_ofdm_plots_%s_rxIQ',
example_mode_string), '-dpng', '-r96', '-painters')
end

% Spektrum Tx-Rx
cf = cf + 1;
figure(cf); clf;
subplot(2,1,1)
plot(frek,20*log10(spektrumTx),'b');
axis([0 1023 -40 30])
hold on;
grid on;
title('Spektrum Sinyal Tx')
xlabel('Sample Index')
subplot(2,1,2)
plot(frek,20*log10(spektrumRx),'r');
axis([0 1023 -40 30])
hold on;
grid on;
title('Spektrum Sinyal Rx')
xlabel('Sample Index')

% Rx LTS correlation
cf = cf + 1;

```

```

figure(cf); clf;
lts_to_plot = lts_corr;
plot(lts_to_plot, '-b', 'LineWidth', 1);
hold on;
grid on;
line([1 length(lts_to_plot)],
LTS_CORR_THRESH*max(lts_to_plot)*[1 1], 'LineStyle', '--',
'Color', 'r', 'LineWidth', 2);
title('LTS Correlation and Threshold')
xlabel('Sample Index')
myAxis = axis();
axis([1, 1000, myAxis(3), myAxis(4)])

if(WRITE_PNG_FILES)
    print(gcf,sprintf('wl_ofdm_plots_%s_ltsCorr',
example_mode_string), '-dpng', '-r96', '-painters')
end

% Channel Estimates
cf = cf + 1;

rx_H_est_plot = repmat(complex(NaN,NaN),1,length(rx_H_est));
rx_H_est_plot(SC_IND_DATA) = rx_H_est(SC_IND_DATA);
rx_H_est_plot(SC_IND_PILOTS) = rx_H_est(SC_IND_PILOTS);

x = (20/N_SC) * (-(N_SC/2):(N_SC/2 - 1));

figure(cf); clf;
subplot(2,1,1);
stairs(x - (20/(2*N_SC)), fftshift(real(rx_H_est_plot)), 'b',
'LineWidth', 2);
hold on
stairs(x - (20/(2*N_SC)), fftshift(imag(rx_H_est_plot)), 'r',
'LineWidth', 2);
hold off
axis([min(x) max(x) -1.1*max(abs(rx_H_est_plot))
1.1*max(abs(rx_H_est_plot))])
grid on;
title('Channel Estimates (I and Q)')

```

```

subplot(2,1,2);
bh = bar(x, fftshift(abs(rx_H_est_plot)),1,'LineWidth', 1);
shading flat
set(bh,'FaceColor',[0 0 1])
axis([min(x) max(x) 0 1.1*max(abs(rx_H_est_plot))])
grid on;
title('Channel Estimates (Magnitude)')
xlabel('Baseband Frequency (MHz)')

if(WRITE_PNG_FILES)
    print(gcf,sprintf('wl_ofdm_plots_%s_chanEst',
example_mode_string), '-dpng', '-r96', '-painters')
end

%% Pilot phase error estimate
cf = cf + 1;
figure(cf); clf;
subplot(2,1,1)
plot(pilot_phase_err, 'b', 'LineWidth', 2);
title('Phase Error Estimates')
xlabel('OFDM Symbol Index')
ylabel('Radians')
axis([1 N_OFDM_SYMS -3.2 3.2])
grid on

h = colorbar;
set(h,'Visible','off');

subplot(2,1,2)
imagesc(1:N_OFDM_SYMS, (SC_IND_DATA - N_SC/2),
fftshift(pilot_phase_sfo_corr,1))
xlabel('OFDM Symbol Index')
ylabel('Subcarrier Index')
title('Phase Correction for SFO')
colorbar
myAxis = caxis();
if(myAxis(2)-myAxis(1) < (pi))
    caxis([-pi/2 pi/2])

```



```

end

if(WRITE_PNG_FILES)
    print(gcf,sprintf('wl_ofdm_plots_%s_phaseError',
example_mode_string), '-dpng', '-r96', '-painters')
end

%% Symbol constellation
cf = cf + 1;
figure(cf); clf;
ax=(1/sqrt(43)) .* [-6 -6;-4 -4;-2 -2;0 0;2 2;4 4;6 6];
bx=[-1.5 1.5;-1.5 1.5;-1.5 1.5;-1.5 1.5;-1.5 1.5;-1.5 1.5;-1.5 1.5]

plot(payload_syms_mat(:),'ro','MarkerSize',1);
axis square; axis((1/sqrt(43))*[-10 10 -10 10]);
hold on;
plot(bx,ax,'k:',ax,bx,'k:')
hold on
plot(tx_syms_mat(:),'bo','LineWidth',2);
title('Tx and Rx Constellations')
h = legend('Rx','Tx','Location','EastOutside');

if(WRITE_PNG_FILES)
    print(gcf,sprintf('wl_ofdm_plots_%s_constellations',
example_mode_string), '-dpng', '-r96', '-painters')
end

% EVM & SNR
cf = cf + 1;
figure(cf); clf;

evm_mat = abs(payload_syms_mat - tx_syms_mat).^2;
aevms = mean(evm_mat(:));
snr = 10*log10(1./aevms);

subplot(2,1,1)
plot(100*evm_mat(:),'o','MarkerSize',1)
axis tight

```

```

hold on
plot([1 length(evm_mat(:))], 100*[aevms, aevms], 'r', 'LineWidth', 4)
myAxis = axis;
h = text(round(.05*length(evm_mat(:))), 100*aevms+.1*(myAxis(4)-
myAxis(3)), sprintf('Effective SNR: %.1f dB', snr));
set(h, 'Color', [1 0 0])
set(h, 'FontWeight', 'bold')
set(h, 'FontSize', 10)
set(h, 'EdgeColor', [1 0 0])
set(h, 'BackgroundColor', [1 1 1])
hold off
xlabel('Data Symbol Index')
ylabel('EVM (%)');
h = legend('Per-Symbol EVM', 'Average
EVM', 'Location', 'NorthWest');
tmp = get(h, 'Children');
title('EVM vs. Data Symbol Index')
grid on
subplot(2,1,2)
imagesc(1:N_OFDM_SYMS, (SC_IND_DATA - N_SC/2),
100*fftshift(evm_mat,1))
grid on
xlabel('OFDM Symbol Index')
ylabel('Subcarrier Index')
title('EVM vs. (Subcarrier & OFDM Symbol)')
h = colorbar;
set(get(h, 'title'), 'string', 'EVM (%)');
myAxis = caxis();
if (myAxis(2)-myAxis(1)) < 5
    caxis([myAxis(1), myAxis(1)+5])
end

if(WRITE_PNG_FILES)
    print(gcf, sprintf('wl_ofdm_plots_%s_evm', example_mode_string),
'-dpng', '-r96', '-painters')
end

%% Calculate Rx stats
sym_errs = sum(tx_data ~= rx_data);

```

```

bit_errs = length(find(dec2bin(bitxor(tx_data, rx_data),8) == '1'));
rx_evm = sqrt(sum((real(rx_syms) - real(tx_syms)).^2 +
(imag(rx_syms) - imag(tx_syms)).^2)/(length(SC_IND_DATA) *
N_OFDM_SYMS));

fprintf('\nResults:\n');
fprintf('Num Bytes: %d\n', N_DATA_SYMS *
log2(MOD_ORDER) / 8);
fprintf('Sym Errors: %d (of %d total symbols)\n', sym_errs,
N_DATA_SYMS);
fprintf('Bit Errors: %d (of %d total bits)\n', bit_errs,
N_DATA_SYMS * log2(MOD_ORDER));

cfo_est_lts = rx_cfo_est_lts*(SAMP_FREQ/INTERP_RATE);
cfo_est_phaseErr = mean(diff(unwrap(pilot_phase_err)))/(4e-6*2*pi);
cfo_total_ppm = ((cfo_est_lts + cfo_est_phaseErr) /
((2.412+(.005*(CHANNEL-1))*1e9)) * 1e6);

fprintf('CFO Est: %3.2f kHz (%3.2f ppm)\n', (cfo_est_lts +
cfo_est_phaseErr)*1e-3, cfo_total_ppm);
fprintf(' LTS CFO Est: %3.2f kHz\n', cfo_est_lts*1e-3);
fprintf(' Phase Error Residual CFO Est: %3.2f kHz\n',
cfo_est_phaseErr*1e-3);

if DO_APPLY_SFO_CORRECTION
    drift_sec = b / (2*pi*312500);
    sfo_est_ppm = 1e6*mean((diff(drift_sec) / 4e-6));
    sfo_est = sfo_est_ppm*20;
    fprintf('SFO Est: %3.2f Hz (%3.2f ppm)\n', sfo_est,
sfo_est_ppm);
end
% Plot CCDF
cf=cf+1
figure(cf);clf;
[cy,cx]=ccdf(papro,0.1);
semilogy(cx,cy,'-m','LineWidth',1.5)
axis([0 13 0.008 1])
hold on

```

```

[cy,cx]=ccdf(papr_min,0.1);
semilogy(cx,cy,'-g','LineWidth',1.5)
axis([0 13 0.008 1])
[ofdm_symbol(:,1) symbol_Est(:,1)]
title('CCDF PAPR with PTS Technique(16-QAM)');
xlabel('PAPR[dB]');
ylabel('CCDF')
grid on;
% Calculate BER
BER = bit_errs./(N_DATA_SYMS * log2(MOD_ORDER))

```

BAB 5

PENUTUP

Pada bab 5 akan berisi mengenai kesimpulan dan saran dari hasil analisa pengukuran tugas akhir.

5.1 Kesimpulan

Dari pembahasan dan analisa pada bab sebelumnya, maka melalui penelitian tugas akhir ini dapat ditarik kesimpulan sebagai berikut :

1. Implementasi teknik PTS pada sistem OFDM dapat mereduksi nilai PAPR yang tinggi. Semakin tinggi orde modulasinya maka tingkat reduksi PAPR semakin besar. Selain itu perbedaan jumlah sub-block juga mempengaruhi, semakin besar jumlah partisi sub-block maka reduksi nilai PAPR semakin besar.
2. Dalam implementasi sistem OFDM pada WARP dengan jarak 3 meter, untuk gain yang semakin tinggi maka diperoleh nilai BER yang semakin besar karena pengaruh dari distorsi nonlinear pada RF *power amplifier*. Dengan kedua skema yang dipilih, sistem OFDM implementasi teknik PTS menghasilkan nilai BER yang lebih kecil. Terlihat pada saat gain 56 dB kemampuan reduksinya mencapai 95.58 % untuk modulasi 16-QAM.
3. Pengaruh utama dari ketidaklinieran RF *power amplifier* yaitu mengakibatkan distorsi *in band* pada *scatter plot* dan distorsi *out of band* pada spektrum OFDM.
4. Kenaikan amplitudo pada *side lobe* di *receiver* untuk spektrum OFDM dengan teknik PTS lebih kecil daripada skema OFDM tanpa reduksi PAPR.
5. Jarak yang relatif jauh, lebih dari 3 meter pada implementasi WARP tidak mengakibatkan distorsi nonlinear karena sinyal teredam yang disebabkan daya pancarnya lemah dan distorsi nonlinear hilang digantikan dengan distorsi dari sumber lain.

5.2 Saran

Selama proses pengerjaan tugas akhir ini, saran yang dapat diberikan penulis untuk pengembangan lebih lanjut antara lain :

1. Adanya variasi *sub-block* atau *subcarrier* untuk mengetahui ketahanan kinerja PTS dalam mereduksi efek distorsi nonlinear pada WARP.
2. Ketika menggunakan modulasi M lebih dari 4 dalam implementasi OFDM pada modul WARP harap diperhatikan efek distorsi nonlinear dari komponen RF *power amplifier*.

DAFTAR PUSTAKA

- [1] Zeyid T. Ibraheem, dkk. Performance Comparison Of Partitioning PTS Based PAPR Reduction Of OFDM Systems Under Different Modulations Techniques. *Journal of Theoretical and Applied Information Technology* Vol. 66, No. 3, 2014.
- [2] Sukmawardi Ichsan, Implementasi Dan Analisa Reduksi PAPR Sinyal OFDM Dengan Metode Partial Transmit Sequence (PTS) Pada DSK TMS320C6416T. *Teknik Elektro ITS*. 2014.
- [3] Pooria Varahram., Borhanuddin Mohd Ali., A Low Complexity Partial Transmit Sequence for Average Power Ratio Reduction in OFDM Systems. *Radio Engineering* Vol. 20, No. 3, 2011.
- [4] Agrawal Anand., Gill Ashok Kumar., PAPR Reduction of an OFDM Signal using Partial Transmit Sequence (PTS) Technique. *International Journal of Mobile Communication & Networking* Vol. 2, No. 1, 2011.
- [5] Cho, Yong Soo., Jaekwon Kim., Won Young Yang., Chung-Gu Kang, *MIMO-OFDM Wireless Communication with MATLAB*. John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, Singapore, 2010.
- [6] V.Sudha, Dr.D.Sriram Kumar. PAPR Reduction of OFDM System Using PTS Method With Different Modulation Techniques. *International Conference on Electronics and Communication System*.2014.
- [7] Bhardwaj, Manushree., Arun Gangwar., Soni Devendra., A Review on OFDM : Concept, Scope and Its Applications. *IOSR Journal of Mechanical and Civil Engineering* : 2278-1684 Vol 1, 2012.
- [8] Cho, Yong Soo., Jaekwon Kim., Won Young Yang., Chung-Gu Kang, *MIMO-OFDM Wireless Communication with MATLAB*. John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, Singapore, 2010.
- [9] Zainab S. H. Al Hashmi. An Overview : Peak to Average Power Ratio (PAPR) in OFDM System Using Some New PAPR Techniques. *Electronic and Communications Engineering Departemen*. 2015.
- [10] Deepika, Rajiv Dahiya, PAPR Reduction in Multi-Carier Transmission Based on Partial Transmit Sequence. *International Journal of Engineering Science and Innovative Technology* Vol. 3, Issue 4, 2014.

- [11] K. Srinivasarao., Dr B Prabhakararao., Dr M V S Sairam. Peak-To-Average Power Reduction In MIMO-OFDM Systems Using Sub-Optimal Algorithm. International Journal of Distributed and Parallel System Vol. 3 No. 3. 2012.
- [12] Peter Jantunen, Modelling of Nonlinear RF power amplifier for Wireless Communication. Helsinki University of Technology. 2004.
- [13] Ashish Goel, dkk. SER Analysis of PTS Based Techniques for PAPR Reduction in OFDM Systems. Indian Institute of Technology. 2012.
- [14] Hasan, Implementasi dan Evaluasi Kinerja Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) Menggunakan WARP. Teknik Elektro ITS. 2015
- [15] Tushar Kanti Roy., Monir Morshed. High RF power amplifier Effect Analysis for OFDM System. International Journal of Science, Engineering and Technology Research Vol. 2, Issue 5, 2013.
- [16] WARP Project-Wireless Open Access Research Platform, "*WARPLab 7 Example : SISO OFDM*" URL: <https://warpproject.org/trac/wiki/WARPLab/Examples>, [Disunting: April 9, 2016].
- [17] Memoryless Nonlinearity "*AM/AM and/PM Characteristics of Saleh Method*" URL: http://www.mathworks.com/help/comm/ref/memoryless_nonlinearity.html, [Disunting : Mei 9 2016]

BIOGRAFI PENULIS



Penulis bernama Rizkha Ajeng Rochmatika putri kedua dari Bapak Joko Sutrisno dan Ibu Sri Nuryati. Dilahirkan di kota Pati pada tanggal 31 Juli 1994. Penulis telah menempuh pendidikan formal di SD N Pati Lor 02 Pati, SMP N 3 Pati, dan SMA N 1 Pati. Pada tahun 2012 penulis melanjutkan pendidikan S1 di Teknik Elektro Institut Teknologi Sepuluh Nopember Surabaya dan mengambil bidang studi Telekomunikasi Multimedia. Selama menjadi mahasiswa penulis aktif dalam kegiatan organisasi mahasiswa dan menjadi asisten praktikum. Penulis dapat dihubungi melalui alamat email rizkha.ajeng@gmail.com